

RADIO

AM, FM, estéreo

Francisco Ruiz Vassallo

ediciones
ceac

Enciclopedia electrónica Técnico en electrónica

RADIO

AM, FM, estéreo

En este libro se desarrolla de forma progresiva el tratamiento de las señales radiofónicas en los receptores de radio, desde su entrada por antena hasta su salida por altavoces. En él, el lector puede llevar a cabo el estudio de los circuitos utilizados en los radiorreceptores, tanto en AM como en FM mono o estéreo, o bien utilizarlo como obra de consulta para resolver las posibles dudas que se le presenten en el ejercicio de su profesión.

En la parte teórica de la obra se utilizan circuitos transistorizados, ya que de esta forma resulta más comprensible el funcionamiento de los aparatos. En la parte práctica, al final de cada capítulo que así lo exija, se exponen los mismos circuitos pero empleando integrados reales, con indicación de los componentes asociados que deben añadirse para su correcto funcionamiento según el fabricante.

Enciclopedia del **Técnico en electrónica**

RADIO

AM, FM, estéreo



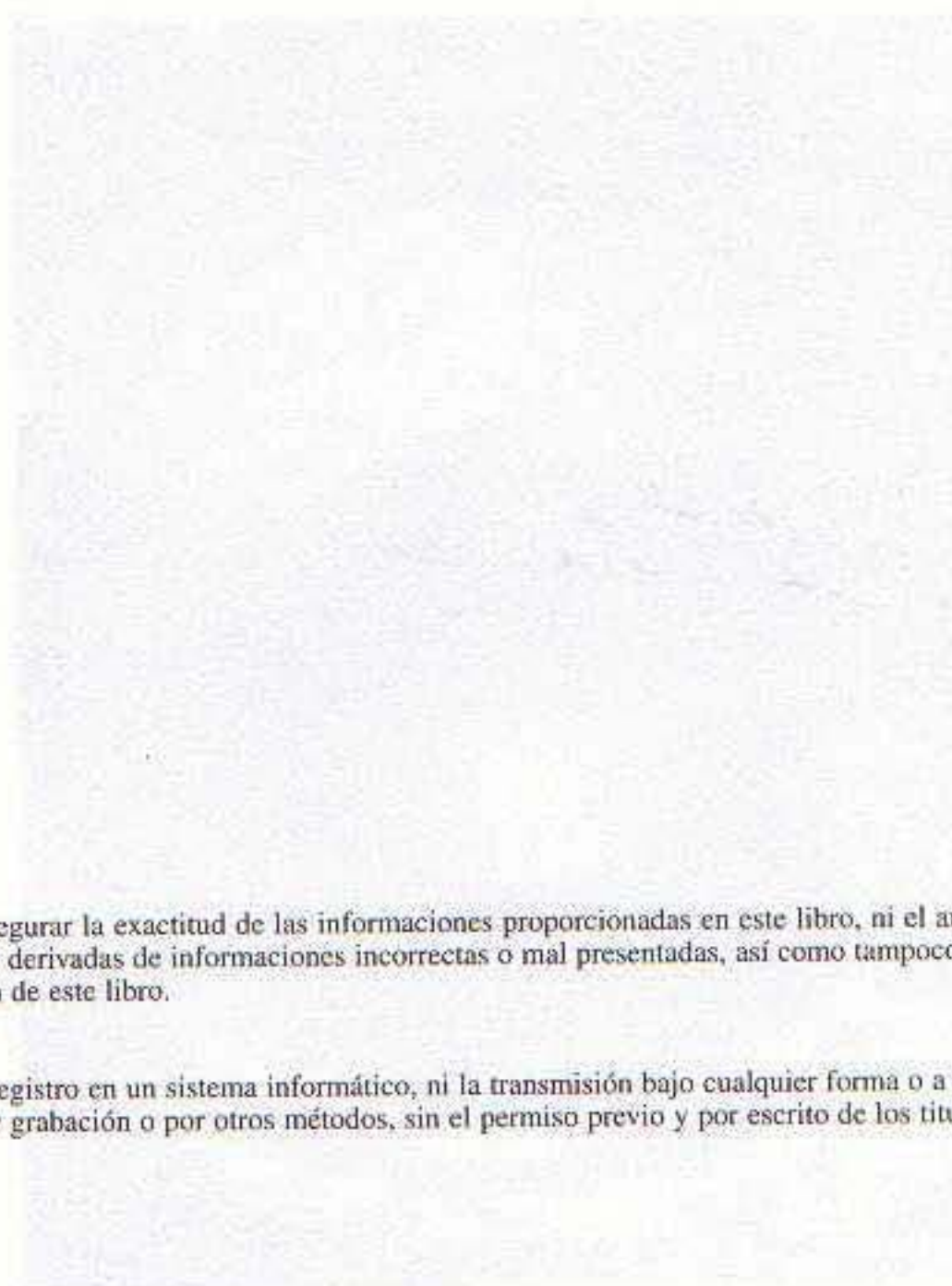
Francisco Ruiz Vassallo

ediciones
ceac

El mundo de la música
en el siglo XXI

RADIO

AM, FM, Estéreo



Aunque se han tomado todas las precauciones necesarias para asegurar la exactitud de las informaciones proporcionadas en este libro, ni el autor ni el editor pueden ser considerados responsables de las consecuencias derivadas de informaciones incorrectas o mal presentadas, así como tampoco de omisiones o errores que se hubieran podido producir en la realización de este libro.

No se permite la reproducción total o parcial de este libro, ni el registro en un sistema informático, ni la transmisión bajo cualquier forma o a través de cualquier medio, ya sea electrónico, mecánico, por fotocopia, por grabación o por otros métodos, sin el permiso previo y por escrito de los titulares del *copyright*.

Diseño de cubierta: Singular S.L.
Maquetación y diseño: RBA Realizaciones S.A.
Ilustraciones: Luis Bogajo y Santiago Boix

© Francisco Ruiz Vassallo
© Grupo Editorial Ceac, S.A., 2000
Para la presente versión y edición en lengua castellana
Ediciones Ceac es marca registrada por Grupo Editorial Ceac, S.A.

Gráficas y Encuadernaciones Reunidas, S.A.
Impreso en España - *Printed in Spain*
Grupo Editorial Ceac, S.A. Perú, 164 - 08020 Barcelona
Internet: <http://www.ceacedit.com>

Contenido

1	Transmisión radioeléctrica	7
2	Antenas receptoras	33
3	Etapas de sintonía	63
4	Amplificador de RF	91
5	Etapas conversoras: el oscilador local	103
6	Etapas conversoras: el mezclador	131
7	Amplificador de FI	149
8	Detector de AM	179
9	Demodulador de FM	189
10	Controles automáticos de ganancia y frecuencia	215
11	Decodificador estereofónico	241
12	Controles de tono y volumen	273
13	Amplificador de audio	285
14	Alimentación	323
	Apéndice: Características técnicas de los radiorreceptores	349
	Abreviaturas	359
	Índice	361

Transmisión radioeléctrica

INTRODUCCIÓN

Las ondas radioeléctricas se consideran una forma de energía radiante similar a la luz. Estas ondas viajan por el espacio a una velocidad de 300.000 km/s (para ser más exactos a 299.793 km/s).

El espectro de frecuencias radioeléctricas se extiende desde 10 kHz (frecuencia muy baja) hasta 300 GHz (frecuencia extremadamente elevada), e incluso más allá. En la tabla 1.1 se indican las divisiones del espectro de radiofrecuencias, las longitudes de onda y sus respectivas designaciones.

Margen de frecuencias	Longitud de onda en metros	Designación por su longitud	Designación por su frecuencia
3 a 30 kHz	30.000 a 10.000	Miriamétricas	VLF (muy baja frecuencia)
30 a 300 kHz	10.000 a 1.000	Kilométricas	LF (baja frecuencia)
300 a 3.000 kHz	1.000 a 100	Hectométricas	MF (media frecuencia)
3 a 30 MHz	100 a 10	Decamétricas	HF (alta frecuencia)
30 a 300 MHz	10 a 1	Métricas	VHF (muy alta frecuencia)
300 a 3.000 MHz	1 a 0,1	Decimétricas	UHF (ultra alta frecuencia)
3 a 30 GHz	0,1 a 0,01	Centimétricas	SHF (súper alta frecuencia)
30 a 300 GHz	0,01 a 0,001	Milimétricas	EHF (extremadamente alta frecuencia)

Tabla 1.1 Relación entre longitudes de onda y frecuencias del espectro de frecuencias radioeléctricas.

La longitud de onda se define como la distancia que recorre la onda en el tiempo necesario para completar un ciclo. Puesto que, como ya se ha dicho, la velocidad de las ondas radioeléctricas es de 300.000 km/s, su longitud de onda se puede hallar mediante la expresión matemática:

$$\lambda = \frac{c}{f}$$

donde:

- λ = longitud de onda en metros.
- c = velocidad de propagación de las ondas radioeléctricas (300.000 km/s).
- f = frecuencia en kilohercios.

Así, una onda de radio cuya frecuencia es de 800 kHz tiene una longitud de onda de:

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{300.000 \text{ km/s}}{800 \text{ kHz}} = 375 \text{ m}$$

mientras que otra de 600 MHz tiene una longitud de onda de:

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{300.000 \text{ km/s}}{600.000 \text{ kHz}} = 0,5 \text{ m} = 5 \text{ dm}$$

Además de la clasificación expuesta en la tabla 1.1, las ondas radioeléctricas se dividen a su vez en bandas, de acuerdo con el reglamento de radiocomunicaciones de la *Unión Internacional de Telecomunicaciones* (UIT). En la tabla 1.2 se relacionan las bandas y frecuencias asignadas para servicios de radiodifusión de radio y televisión. Otras bandas, destinadas a otros servicios (policía, taxis, aeropuertos, etc.), quedan fuera de los objetivos de esta obra y, por tanto, no se citan.

Nombre		Frecuencias
Onda larga		150 a 285 kHz
Onda media		520 a 1.605 kHz
Onda corta		2,30 a 26,10 MHz
VHF	Banda I	47 a 68 MHz
	Banda II (FM)	87 a 110 MHz
	Banda III	174 a 230 MHz
UHF	Banda IV	470 a 606 MHz
	Banda V	606 a 862 MHz
Ku	FSS banda inferior	10,9 a 11,7 GHz
	DBS	11,7 a 12,5 GHz
	FSS banda superior	12,5 a 12,75 GHz

Tabla 1.2 Bandas asignadas para los servicios de radiodifusión de radio y televisión.

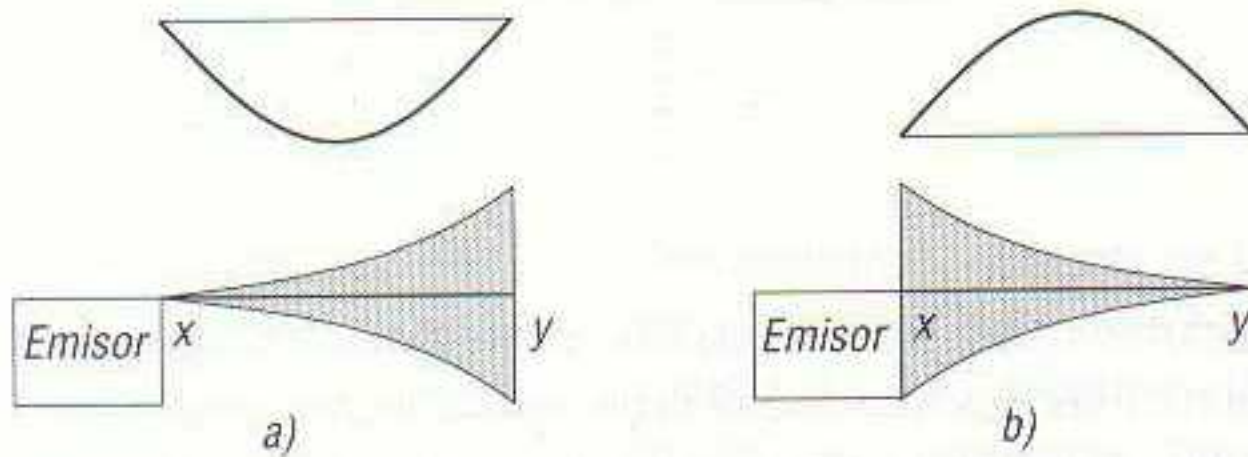
En la tabla 1.2 se tiene:

- 1) Las tres primeras bandas se utilizan en emisiones de radio en AM (amplitud modulada).
- 2) Las bandas I a V (salvo la II, que se asigna a radio en FM) se destinan a las emisiones de televisión.
- 3) Las bandas Ku son las destinadas a emisiones de radio y televisión vía satélite.

Estos valores resultan sorprendentes, sobre todo en lo que respecta a las emisiones vía satélite. Así, por ejemplo, TVE INTERNACIONAL emite desde el satélite HISPASAT con frecuencias de 12,078 y 12,149 GHz, lo cual significa que esas dos emisiones llegan a nosotros con $12.078 \cdot 10^6$ y $12.149 \cdot 10^6$ ciclos por segundo, respectivamente.

PROPAGACIÓN DE LAS ONDAS DE RADIO

Si una corriente alterna de RF se aplica a una antena, que no es más que un conductor eléctrico de características especiales, producirá un campo magnético y un campo eléctrico variables alrededor de ella. Estos cambios periódicos de la intensidad de campo producen una onda de campo móvil que se aleja de la antena. Los componentes de esta onda de campo reciben la denominación de *campo de inducción* y *campo de radiación*.



1.1 Desarrollo de los campos de radiación durante una emisión radioeléctrica.

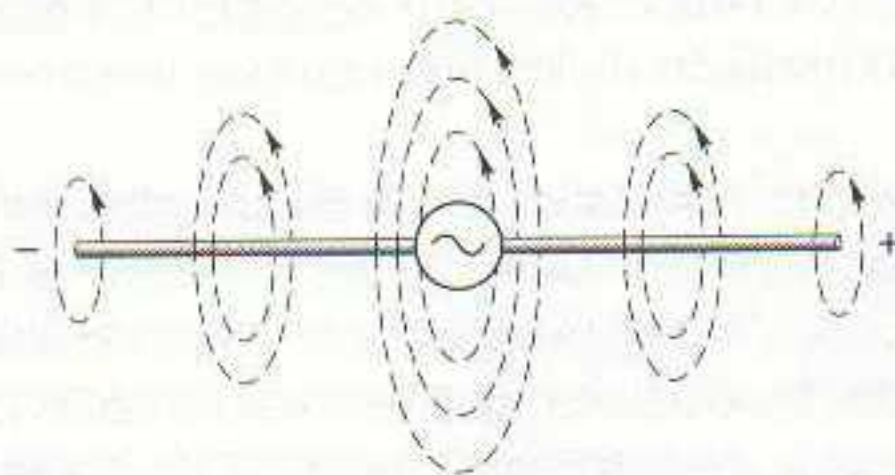
Veamos, con más detalle, cómo se genera la radiación. Para ello supóngase una estación emisora cuya antena tiene una longitud xy exactamente igual a media longitud de onda de la frecuencia de la señal a transmitir (figura 1.1), es decir, $xy = \lambda/2$. Cuando esta onda se aplica a la antena, se produce la siguiente secuencia de hechos:

- 1) Los electrones se desplazan desde el punto x (en un extremo de la antena) hasta el punto y (en el extremo opuesto de ésta).
- 2) Durante el primer semiciclo de la onda (figura 1.1a) la mayor parte de los electrones del punto x se desplazan hacia el punto y .
- 3) El punto y , al estar abierto, supone una barrera para los electrones, los cuales son detenidos por completo.
- 4) Al iniciarse el segundo semiciclo (figura 1.1b), los electrones inician el retorno desde el punto y hacia el x .
- 5) Durante la segunda mitad del ciclo todos los electrones del punto y son atraídos hacia x .
- 6) Cuando se inicia un nuevo semiciclo, los electrones emprenden de nuevo su traslado hacia el punto y desde el x .

Esta acción periódica dura mientras el emisor suministre energía de alta frecuencia a la antena y se lleva a cabo tantas veces por segundo como valor de frecuencia tenga la corriente alterna aplicada.

El resultado del movimiento de los electrones es la aparición de campos magnético y eléctrico alrededor de la antena; éstos son los que componen una onda que se desplaza por el espacio en todas las direcciones, siguiendo un frente de propagación en forma de esfera. El máximo flujo de electrones se produce en el centro de la antena, que corresponde a un cuarto de la longitud de onda, ya que el promedio de impedancia u oposición mínima al paso de la corriente eléctrica alterna se produce en este punto. De esto se deduce que el mayor número de líneas de fuerza magnética se produce concéntricamente alrededor del centro de la antena.

En la figura 1.2 podemos ver cómo se distribuye el campo magnético alrededor de una antena, considerando el centro de ésta como una fuente de energía eléctrica alterna.



1.2 Distribución del campo magnético en una antena.

Entre los extremos de la antena existe, por otra parte, una cierta capacidad y, puesto que el mayor número de electrones se acumula en los extremos (ya que es donde existe la máxima oposición al flujo de electrones), la máxima fuerza eléctrica se produce entre dichos puntos, tal y como se indica en la figura 1.3, donde se ha representado el campo eléctrico resultante.

1.3 Distribución del campo eléctrico en una antena.



Los valores máximos del campo eléctrico y del magnético no se producen simultáneamente. Esto se debe a que, cuando finaliza el primer semiciclo, todo el flujo de electrones cesa y el campo magnético es nulo. En este instante el campo eléctrico es máximo, puesto que entre los extremos de la antena se ha acumulado la máxima carga eléctrica; pero ésta no circula y para que se produzca un campo magnético es necesaria una circulación de corriente. Los dos campos se encuentran, por tanto, desfasados 90° entre sí, es decir, el campo magnético es máximo cuando la señal aplicada está en un pico y el campo eléctrico es máximo cuando la señal está en el punto mínimo.

Cuando se inicia la circulación de la corriente de electrones desde el punto y al x (figura 1.1b), el campo magnético aumenta en sentido opuesto al que se muestra en la figura 1.2 y el campo eléctrico disminuye. Si se comparan las figuras 1.2 y 1.3, se aprecia que las líneas de fuerza de los campos eléctrico y magnético son perpendiculares entre sí, por lo que ambos campos están 90° desfasados en el espacio.

En resumen, los campos eléctrico y magnético están desfasados 90° en dirección y en tiempo, es decir, en todo momento los dos campos están *en cuadratura en espacio y tiempo*.

CAMPOS DE RADIACIÓN E INDUCCIÓN

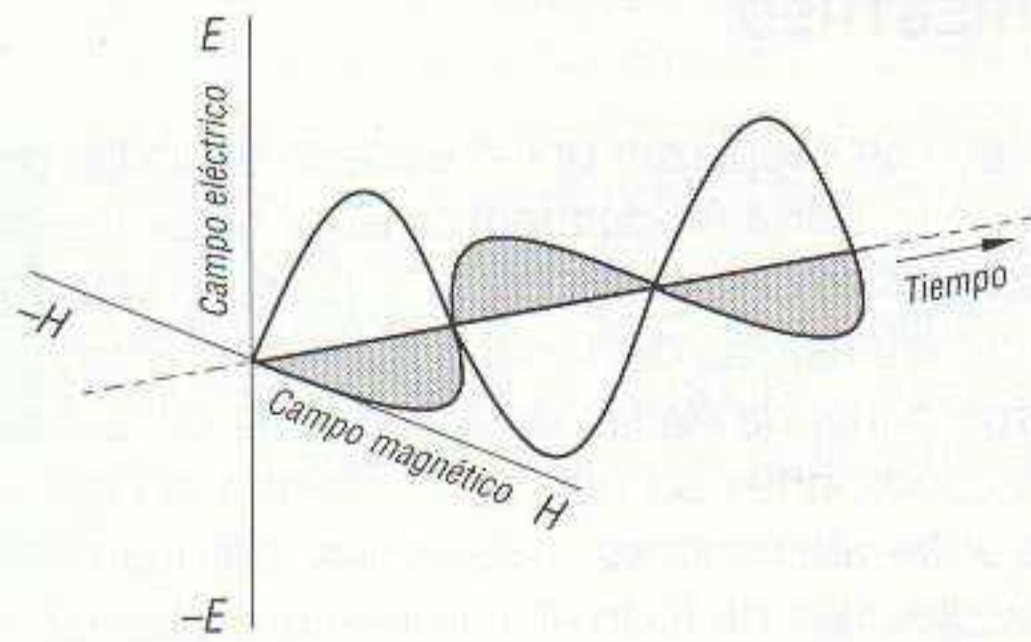
El cálculo de los campos electromagnéticos resultantes de la corriente en la antena es una operación sumamente compleja que involucra las matemáticas avanzadas. En esta obra se simplifican los resultados partiendo de la aceptación de algunas suposiciones. En primer lugar aceptaremos que los campos eléctrico y magnético están en ángulo recto en el espacio. También se puede demostrar matemáticamente que el campo magnético total está integrado por dos componentes en fase en el tiempo. Una de estas dos componentes es inversamente proporcional a la distancia desde la antena; la otra es inversamente proporcional al cuadrado de la distancia desde la antena. Cuando estas dos componentes se suman vectorialmente, producen el campo magnético efectivo total.

En lo que respecta al campo eléctrico efectivo total, se puede afirmar que está compuesto por tres componentes: la primera es inversamente proporcional a la distancia desde la antena, la segunda es inversamente proporcional al cuadrado de la distancia y la tercera es inversamente proporcional al cubo de la distancia.

Así como el campo magnético total está constituido por dos componentes que están en fase en el tiempo, todas las componentes del campo eléctrico no lo están. La componente del campo eléctrico que es inversamente proporcional al cubo de la distancia tiene una relación de fase de 90° con respecto a las otras dos. Las características y relaciones entre los campos eléctrico y magnético cuando éstos se combinan permiten la compresión de los dos campos electromagnéticos, es decir, el de radiación y el de inducción.

En el *campo de radiación* los campos eléctrico y magnético están desfasados 90° en el espacio y están en fase en el tiempo, tal y como se puede apreciar en la figura 1.4, donde se ha representado el campo eléctrico E mediante línea continua y el campo magnético H mediante línea de trazos.

El *campo de inducción* contiene la componente eléctrica, que es inversamente proporcional al cubo de la distancia, por lo que este campo puede despreciarse cuando la distancia es mayor que



1.4 Campo de radiación. Los campos magnético y eléctrico están desfasados 90° en el espacio y en fase en el tiempo.

unas pocas longitudes de onda. Sin embargo, cuando se trata de la energía irradiada en las cercanías de la antena, los efectos del campo de inducción han de tenerse en cuenta.

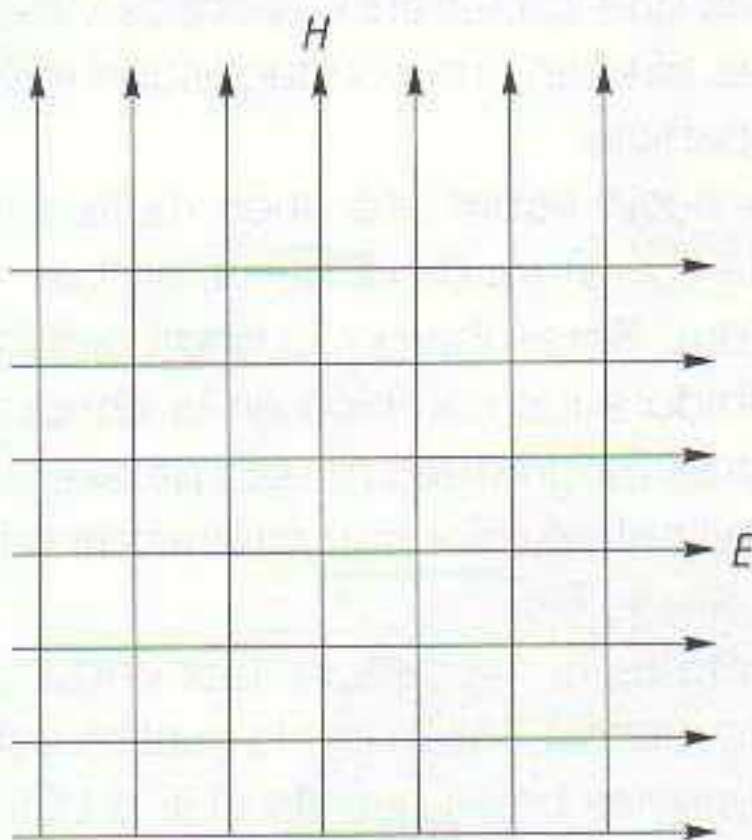
En el campo de radiación, que es el que más interesa, los campos magnético y eléctrico están en fase en el tiempo y, por lo tanto, se disipa *potencia*. Esta potencia se irradia fuera de la antena.

POLARIZACIÓN DE UNA ANTENA

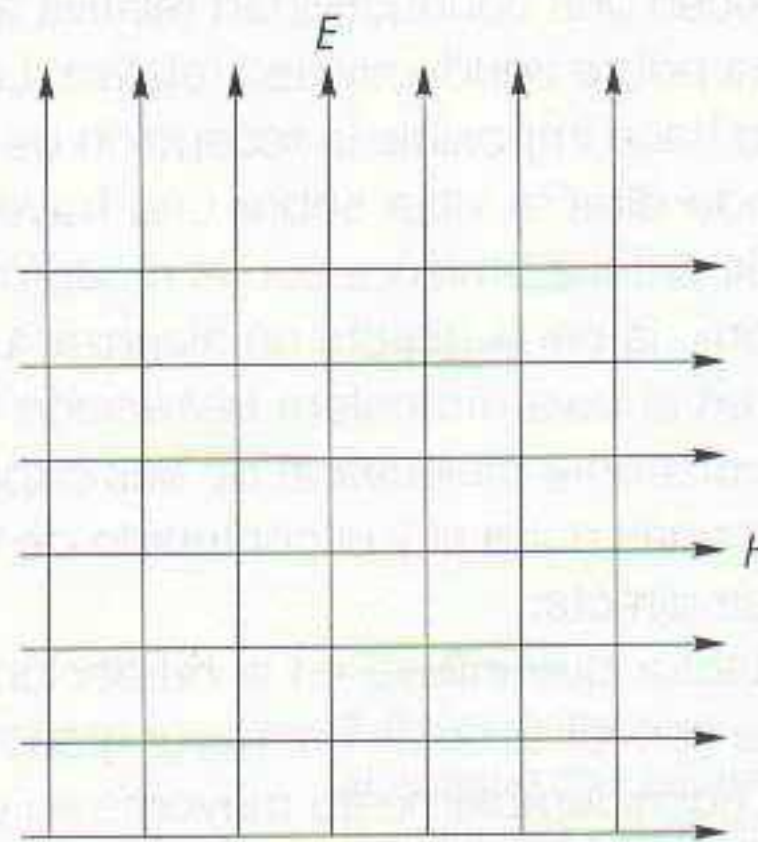
El término *polarización*, aplicado a una antena, se refiere a la dirección de los campos eléctrico y magnético de la antena. La polarización de una antena está determinada por la dirección del plano de la onda eléctrica.

De este modo, una antena horizontal con respecto a la superficie de la Tierra produce un plano de onda como el que se muestra en la figura 1.5. En esta figura se puede observar que el campo eléctrico E es horizontal y, por lo tanto, se dice que la antena está *polarizada horizontalmente*.

Si la antena es perpendicular a la superficie de la Tierra, produce el plano de ondas que se ilustra en la figura 1.6, donde el campo eléctrico E es vertical. Se dice entonces que la antena está *polarizada verticalmente*.



1.5 Campos magnético (H) y eléctrico (E) en un frente de onda de polarización horizontal.



1.6 Campos magnético (H) y eléctrico (E) en un frente de onda de polarización vertical.

En ambas polarizaciones, salvo en la inversión de fase de 180° durante el ciclo, la dirección del campo eléctrico no varía, es decir, una onda polarizada horizontalmente permanece siempre horizontal y una onda polarizada verticalmente permanece siempre vertical. La elección de una u otra forma de polarización depende de la frecuencia de emisión y de los efectos resultantes de los modos de propagación terrestre e ionosférica.

PROPAGACIÓN DE LAS ONDAS TERRESTRES

Las ondas del campo de radiación de una antena se desplazan por el espacio en todas direcciones. Esta propagación avanza sobre la superficie de la Tierra (*ondas terrestres*) y hacia las capas altas de la atmósfera (*ondas espaciales*). Las ondas que se desplazan por la superficie de la Tierra están afectadas por la presencia de ésta y por las características del terreno. La mayor o menor facilidad con que una onda terrestre puede desplazarse depende de las características de la superficie terrestre, de la frecuencia de la onda y de las condiciones en que se encuentre la baja atmósfera.

De acuerdo con esto, una onda terrestre sufre absorciones, reflexiones, bordea más o menos los obstáculos que encuentra en su camino y, después de todo ello, puede que alcance o no al receptor, según las condiciones de propagación.

La onda terrestre está integrada por tres componentes (figura 1.7): una *onda de superficie*, una *onda directa* y una *onda reflejada*.

- La onda de superficie sigue una trayectoria a lo largo del contorno terrestre.
- La onda directa sigue una trayectoria recta desde la antena emisora hasta la receptora.
- La onda reflejada llega al receptor después de una reflexión en la superficie de la Tierra.



1.7 Componentes de las ondas terrestres.

En lo que respecta a la onda de superficie, diremos que ésta sufre una atenuación debida al grado de conductividad de la Tierra, por lo que su alcance es limitado, dependiendo éste de la citada atenuación. Así, el agua del mar tiene una conductividad relativa buena, por lo que las ondas de superficie son poco atenuadas; los terrenos planos y arcillosos y las grandes masas de agua dulce ofrecen una conductividad relativa aceptable, mientras que los terrenos rocosos y desérticos tienen una pobre conductividad relativa. Las selvas y junglas ofrecen una conductividad relativa pésima, que hace imposible la recepción de las ondas de superficie.

La onda directa viaja sobre una trayectoria óptica, es decir, sobre una línea recta imaginaria que une la antena emisora con la receptora. Si, debido a la curvatura de la Tierra, ambas antenas no se «ven», la onda directa no alcanzará la antena receptora. Sin embargo, la onda directa es refractada en la baja atmósfera (*refracción troposférica*), debido a los cambios en la conductividad relativa (*constante dieléctrica*) de sus capas. Así, la presencia de grandes masas de aire frío y caliente cercanas entre sí y el contenido de vapor de agua en la atmósfera son causas de refracción de la onda directa.

Otro factor que influye en la refracción de la onda directa es la frecuencia. Las ondas de baja frecuencia son refractadas en mayor grado que las de alta frecuencia, razón por la cual se consiguen alcances considerablemente mayores en emisores de frecuencias bajas que de VHF o UHF, en los cuales la componente directa del campo irradiado tiene un alcance prácticamente óptico.

No obstante, una porción del frente de onda se refleja sobre la superficie de la Tierra, a cierta distancia de la antena emisora, y es impulsada hacia arriba, con lo cual también se aumenta el alcance. Este efecto tiene el inconveniente de que la onda reflejada por la Tierra se retrasa con respecto a la onda directa, puesto que recorre una mayor distancia (figura 1.7), llegando al receptor en momentos distintos, y pudiendo darse el caso de llegar desfasadas 180° , con lo que se produce una anulación de la energía de la señal y, por consiguiente, el receptor no capta la emisora.

Para reducir el efecto de la onda reflejada por la Tierra sobre la onda directa, basta con elevar la antena, ya que aumentando la altura de ésta se disminuye el ángulo de fase entre ambas ondas (la directa y la reflejada), pues la reflejada recorrerá una trayectoria más larga.

Como regla general, la intensidad de campo en VHF y UHF aumenta directamente con el aumento de la altura de las antenas emisora y receptora y con la raíz cuadrada de la potencia de la antena, y disminuye con el cuadrado de la distancia entre antenas emisora y receptora.

En la transmisión de frecuencias en la banda de UHF normalmente las ondas radioeléctricas llegan más allá del horizonte. Este mayor alcance se debe a una leve curvatura de las ondas radioeléctricas en la baja atmósfera, como consecuencia de que el índice de refracción de ésta (que no es uniforme) disminuye con la altura por las variaciones de humedad y temperatura.

En este caso, el alcance se deduce de la expresión:

$$D = \sqrt{2hrk}$$

donde D es la distancia (en metros) desde la antena emisora hasta el punto donde las ondas radioeléctricas encuentran la superficie de la Tierra, h es la altura de la antena (en metros), r es el radio de la Tierra (también en metros) y k es un coeficiente que varía entre 1,1 para climas secos y fríos y 1,6 para climas cálidos y húmedos. Normalmente se toma como coeficiente k un valor de 1,33.

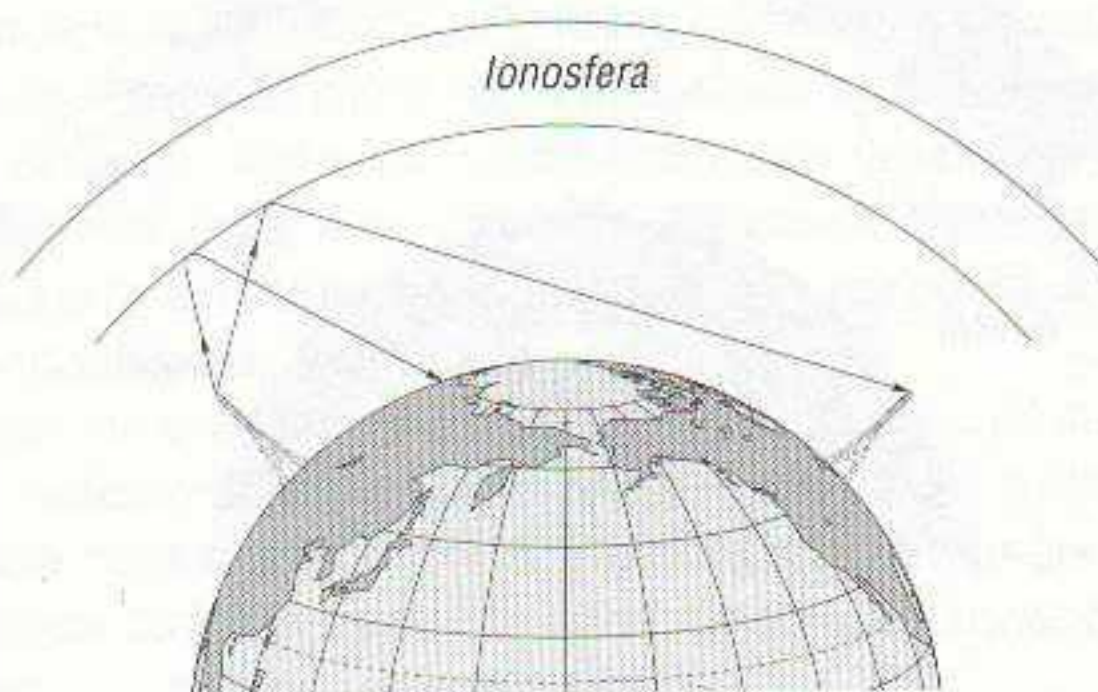
Así, sabiendo que el radio de la Tierra es de unos 6.007.000 m, con una antena cuya altura sea de 60 m sobre el nivel del terreno, se obtiene un alcance de:

$$D = \sqrt{2hrk} = \sqrt{2 \times 60 \text{ m} \times 6.007.000 \text{ m} \times 1,33} \approx 31.000 \text{ m} = 31 \text{ km}$$

PROPAGACIÓN DE LAS ONDAS IONOSFÉRICAS

Se ha dicho que las ondas del campo de radiación de una antena se propagan por el espacio en todas direcciones, a menos que la antena sea directiva en un plano determinado. Por tal motivo, las ondas radioeléctricas emitidas por una antena también se dirigen hacia el espacio.

Parte de la energía radiada al espacio sufre, sin embargo, la influencia de la composición de los gases existentes en la atmósfera superior o *ionosfera*, de forma que es reflejada regresando a la superficie terrestre (figura 1.8). Esta onda reflejada por la ionosfera puede ser captada por un receptor situado a miles de kilómetros, lo cual supone una gran ventaja para la transmisión a largas distancias.



1.8 Las ondas que se dirigen al espacio son reflejadas por la ionosfera y regresan a la Tierra.

La atmósfera de la Tierra está sometida a la radiación solar, lo que determina una considerable ionización de los gases que la constituyen (oxígeno, nitrógeno, hidrógeno y helio, principalmente). La masa de oxígeno y nitrógeno se extiende hasta unos 80 km de altura sobre la superficie de la Tierra y está sumamente rarificada en las zonas más elevadas. A mayor altura se encuentra una masa de hidrógeno y helio.

La ionización comienza a una altura de 35 a 50 km por encima de la superficie terrestre, es decir, que a esta altura nos encontramos con iones positivos y negativos y electrones en libertad. A una

altura de, aproximadamente, 400 km, la densidad de los electrones libres alcanza el valor máximo, siendo estos electrones los causantes de la propagación de las ondas ionosféricas. La ionización de la ionosfera se distribuye en capas, denominadas *capas de Kennelly-Heaviside*.

La primera capa, denominada *capa D*, se encuentra situada, durante las horas del día, entre 50 y 80 km sobre la superficie de la Tierra. Esta primera capa tiende a absorber las ondas radioeléctricas de frecuencias inferiores a 30 MHz, siendo la absorción muy pronunciada para frecuencias inferiores a 2 MHz.

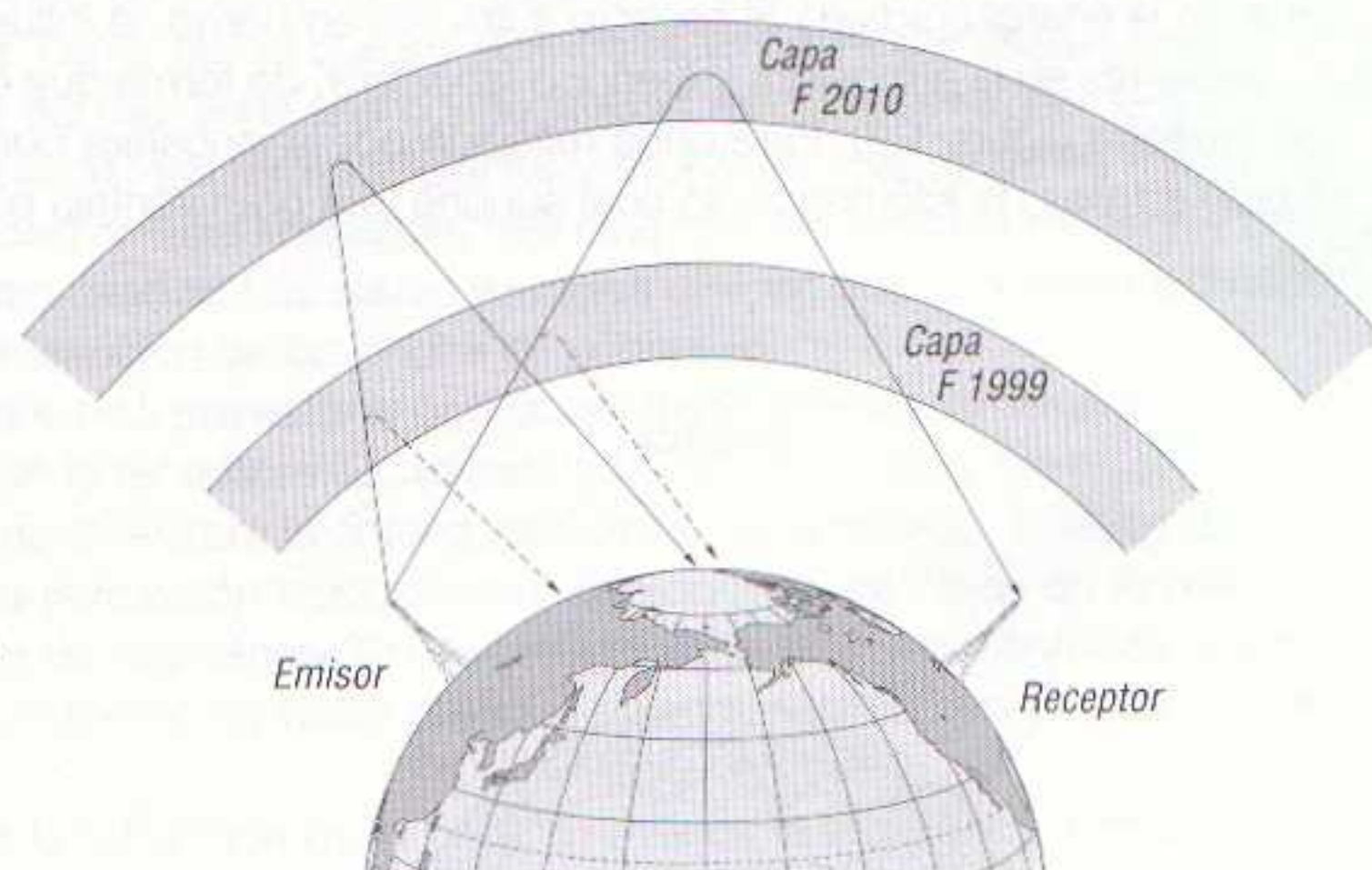
La segunda capa, o *capa E*, está situada entre 90 y 150 km, con una elevada concentración de electrones a unos 100 km de altura. Esta capa se ioniza fuertemente durante las horas del día, de forma que absorbe las ondas radioeléctricas inferiores a 1,5 MHz. Durante la noche la densidad de electrones se reduce mucho, hasta tal punto que permite el paso de las ondas radioeléctricas con un mínimo de atenuación.

Por encima de la *capa E*, a una altura de 160 a 400 km por encima de la superficie de la Tierra, se encuentra la *capa F*, la cual se subdivide en las capas F_1 y F_2 , siendo la *capa F₁* la más cercana a la Tierra y la *capa F₂* la de mayor densidad de electrones de todas. Durante la noche, es decir, cuando los rayos solares no inciden sobre la superficie de la Tierra, las capas F_1 y F_2 se unen formando una capa única cuya máxima densidad de electrones se produce a una altura de 320 km por encima de la superficie terrestre. Esta capa se denomina entonces *capa F nocturna*.

Las capas citadas sufren, a lo largo del día, grandes cambios en su altitud, densidad de electrones y espesor debidos, principalmente, a la variación de la radiación ultravioleta solar. La actividad de las manchas solares determina las variaciones más fuertes en la *capa F₂*. Dado que la actividad de las manchas solares ocurre en grados variables durante un ciclo de 11 años, los efectos sobre la *capa F* de las manchas solares máximas y mínimas afectan a la distancia de transmisión.

Así, en la figura 1.9 se puede ver cómo en 1999 la *capa F* estaba más baja, debido a una menor actividad de las manchas solares, mientras que en el año 2010 la *capa F* quedará a más altura sobre la superficie de la Tierra, con lo cual se podrán obtener mayores alcances de transmisión que en 1999.

1.9 En el año 2010 las manchas solares estarán en su máxima actividad, por lo que la *capa F* se elevará y las ondas radioeléctricas (líneas continuas) serán transmitidas a mayor distancia que en 1999 (línea a trazos), año en que la actividad de las manchas solares fue mínima y la *capa F* estaba más baja.



Como la posición de la *capa F* varía de la noche al día y con las estaciones del año, aunque en menor grado que por la actividad solar, resulta posible predecir el alcance de las transmisiones según el año, la estación y la hora del día en que se transmite.

Veamos ahora cómo se produce la refracción de las ondas radioeléctricas. Para ello partimos del hecho de que las ondas se propagan en todas direcciones en línea recta, siempre que el medio en el que se propaguen tenga una densidad constante.

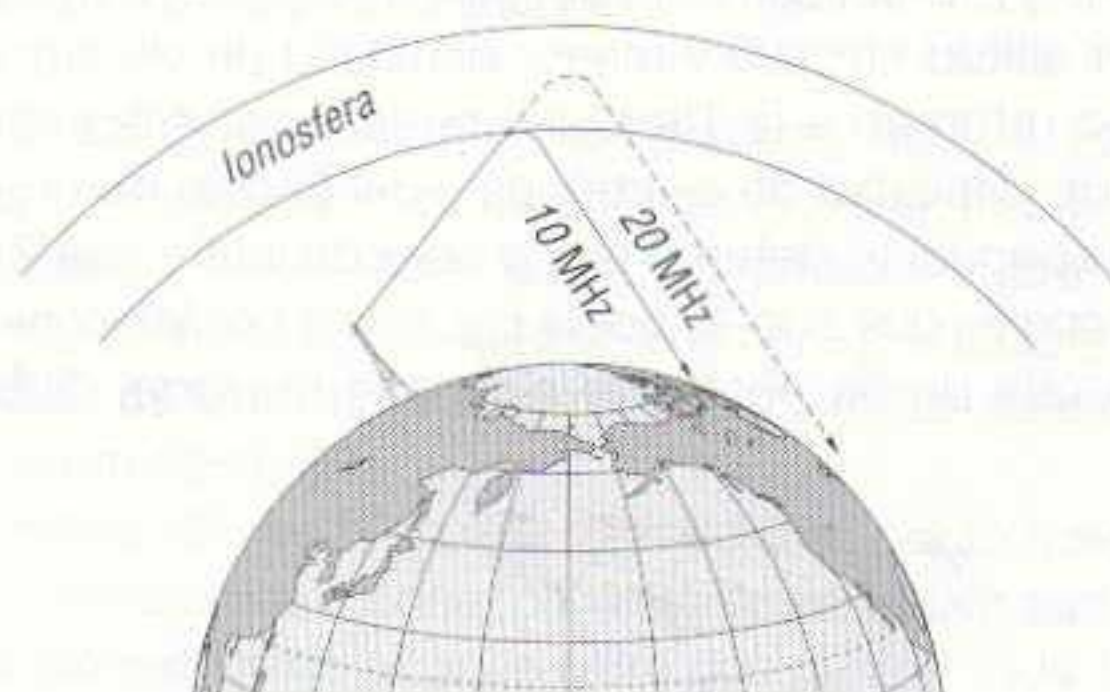
En estas circunstancias, cuando un frente de onda entra en la *capa D*, cuya densidad es diferente a la densidad de la baja atmósfera, su trayectoria se altera inmediatamente. Las ondas radioeléctricas de frecuencias bajas son afectadas por la *capa D*, de manera que se produce una dispersión

del frente de onda. Como consecuencia, la mayor parte de la energía que entra en la capa *D* se disipa o se absorbe.

Las ondas de alta frecuencia no son afectadas por la capa *D*, por lo que continúan su trayectoria hacia la capa *E*. Al penetrar en la capa *E*, el frente de onda comienza a curvarse, ya que, debido a la influencia del campo de electrones libres, la velocidad del frente de onda se reduce levemente, causando con ello una refracción de la señal. El frente de onda se curva pues hacia la Tierra, de modo que una gran parte de la energía transmitida es devuelta como señal utilizable.

Si se aumenta gradualmente la frecuencia de la señal emitida hacia el espacio, llega un instante en el cual el frente de onda no queda afectado por los electrones libres de la capa *E*, por lo que no se curva y prosigue su trayectoria rectilínea hacia la capa *F* o, en el caso de esta capa, hacia el espacio infinito.

Se denomina *frecuencia crítica* aquella frecuencia más elevada que puede ser devuelta a la Tierra bajo ciertas condiciones ionosféricas. Esta frecuencia crítica no es siempre la misma, pues varía con la hora del día, la estación y la situación del ciclo de la actividad solar. Generalmente, al bajar la frecuencia de transmisión la señal se refracta con mayor facilidad y, de manera inversa, al aumentar la frecuencia disminuye el proceso de refracción y, por lo tanto, la onda puede ser reflejada a mayor distancia (figura 1.10).



1.10 Al aumentar la frecuencia, el frente de onda se refracta en un punto más lejano de la superficie de la Tierra y, por lo tanto, aumenta su alcance.

La capacidad de refracción de la ionosfera aumenta con la densidad de electrones. Cuanto mayor sea la densidad, mayor será el poder de refracción. Por lo tanto, dado que en verano el grado de ionización es mayor que en invierno y durante el día mayor que durante la noche, es lógico llegar a la conclusión de que la frecuencia crítica es más elevada durante el día, y aún más si es verano. Si a todo ello se añade la actividad del ciclo solar, se puede afirmar que durante el día, en verano y en los años de manchas solares al máximo, la frecuencia crítica alcanza valores anormalmente elevados.

Por encima de cierta frecuencia las ondas radioeléctricas emitidas verticalmente no regresan a la Tierra. Sin embargo, si se reduce el *ángulo de propagación* (ángulo que forma la trayectoria de la onda con una línea imaginaria tangente a la Tierra por el punto de emisión), se consigue que una parte de la onda regrese a la Tierra.

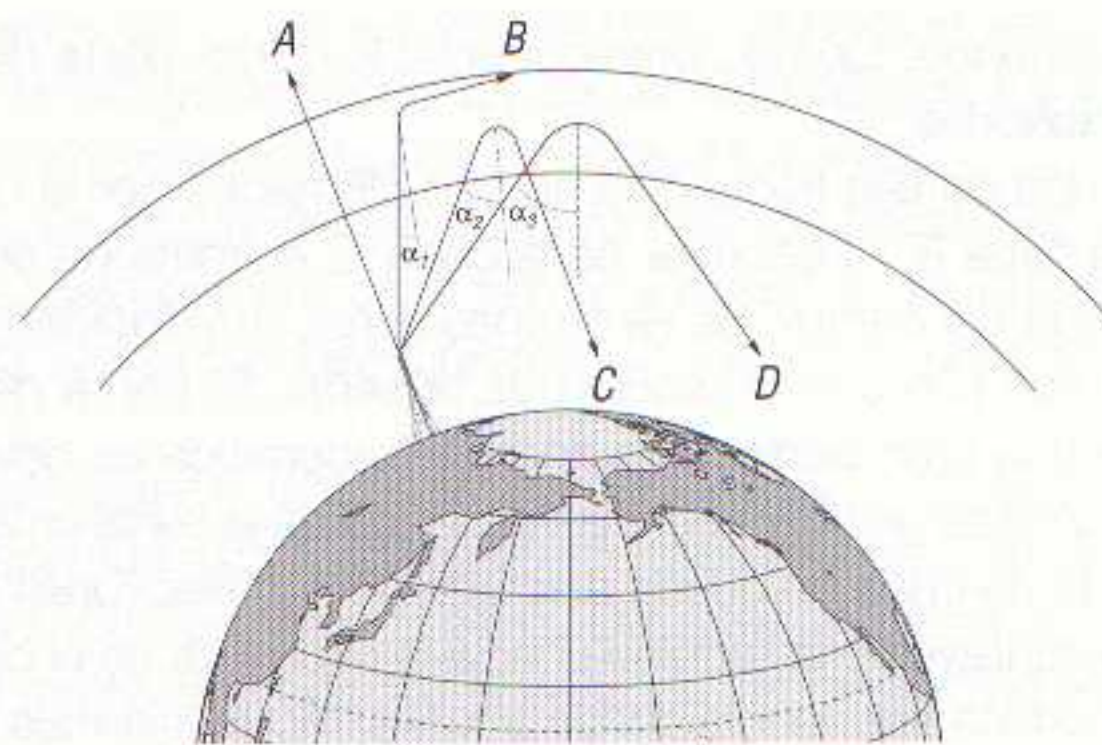
El ángulo de propagación más elevado, con el cual se puede hacer retornar desde la ionosfera una onda radioeléctrica, recibe el nombre de *ángulo límite* para una frecuencia dada.

No debe confundirse el concepto de ángulo límite con el de *ángulo crítico*, puesto que este último es el que forma el frente de onda refractado tangencialmente hacia la superficie de la Tierra y, por lo tanto, la onda no retorna a ella.

En la figura 1.11 se han representado estos dos conceptos. En ella se observa cómo las ondas emitidas verticalmente siguen una trayectoria hacia el espacio exterior; las ondas emitidas con el ángulo crítico (α_c) no regresan a la Tierra (ya que se desvían en una dirección tangente a la superficie de la Tierra); y las ondas emitidas con un ángulo igual o por debajo del límite son las que retornan a la Tierra.

El ángulo crítico está estrechamente relacionado con la frecuencia crítica, de forma que cada frecuencia tiene su propio ángulo crítico. Es decir, para una condición dada en la ionosfera, la distancia entre el transmisor y el punto de la Tierra al cual llega la onda refractada depende del ángulo de propagación que, a su vez, depende (o está limitado) por la frecuencia.

1.11 La onda A es emitida verticalmente y su trayectoria es rectilínea hacia el espacio. La onda B se emite con un ángulo crítico α_1 que hace que no regrese a la Tierra, siguiendo una trayectoria tangente a ella. Las ondas C y D, que son emitidas con ángulos α_2 y α_3 por encima del límite, regresan a la Tierra.



La máxima frecuencia utilizable para que la onda sea devuelta a un punto determinado de la Tierra varía con los meses del año, estableciéndose un valor promedio mensual para cualquier época del año. La frecuencia óptima de emisión es aquella frecuencia en la que se obtiene una comunicación más eficaz.

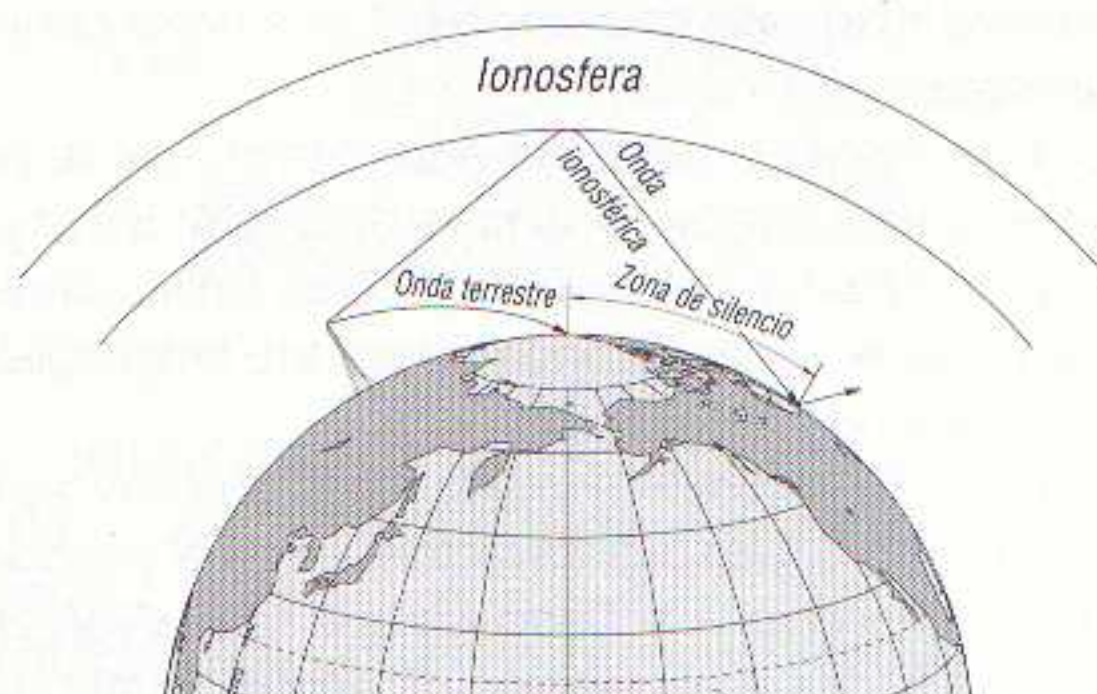
Para finalizar, diremos que las capas D y E prácticamente no existen durante la noche y las F_1 y F_2 se combinan en una sola de menor altitud efectiva y menor densidad de electrones, por lo que, como los puntos desde los cuales retornan a la Tierra las ondas radioeléctricas dependen de las capas existentes, de su altura, densidad de electrones y del ángulo de propagación, una onda de frecuencia y ángulo de propagación determinados será devuelta a la Tierra a un punto más alejado si es reflejada por la capa F_2 que si lo es por la E y, como por la noche la capa E es prácticamente inexistente, se tiene que por la noche se alcanzan mayores distancias de transmisión.

ZONA DE SILENCIO

En el apartado anterior se ha estudiado cómo se propagan las ondas radioeléctricas cuando se dirigen hacia la ionosfera, siendo reflejadas por ésta. El resultado es como si la onda diera un salto.

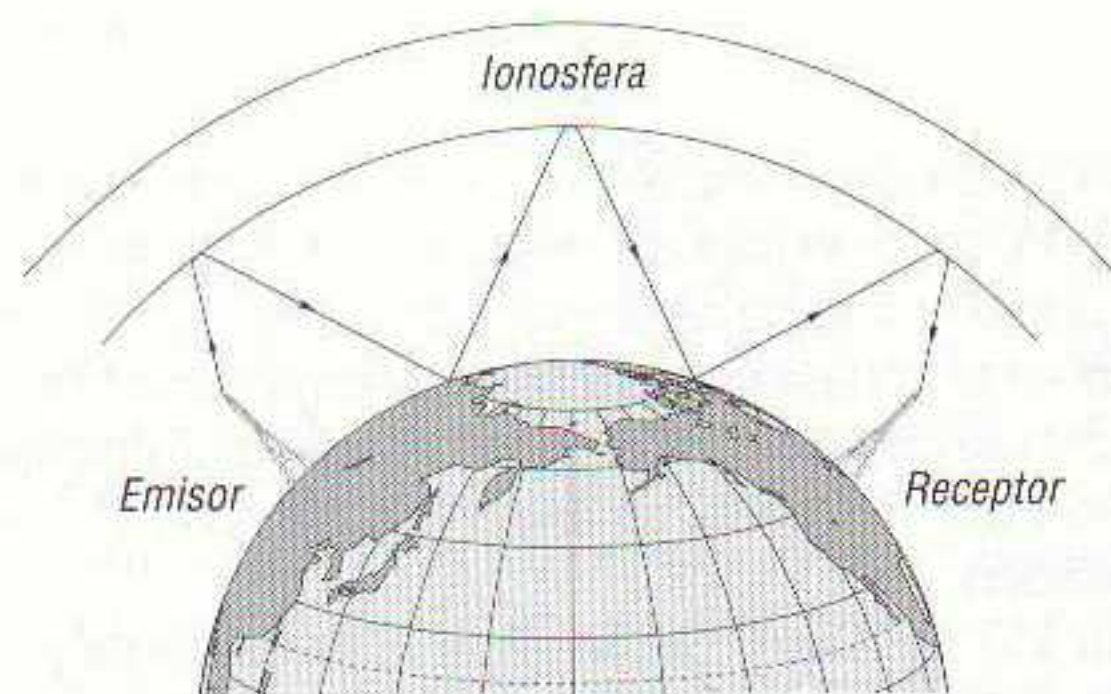
Teniendo en cuenta lo expuesto hasta el momento, nos encontramos con una zona cercana al punto de emisión que es cubierta por las ondas terrestres y otra, a mayor distancia, en la que se reciben las señales por refracción en la ionosfera.

Entre el punto donde decrece la onda terrestre y el punto donde se produce el primer retorno de la onda ionosférica, existe una zona inhabilitada para recibir la transmisión, la cual recibe por ello el nombre de *zona de silencio* (figura 1.12).



1.12 Zona de silencio.

Pero la superficie de la Tierra también refleja las ondas que a ella llegan, por lo que es posible obtener una serie de saltos y, de esta forma, conseguir enormes distancias de transmisión, aunque entre salto y salto existan zonas de silencio (figura 1.13).



1.13 Transmisión a larga distancia por saltos múltiples.

Lógicamente, cuanto mayor sea el número de saltos de la señal, mayores serán sus pérdidas de energía y, por lo tanto, con mayor debilidad llegará al receptor.

TRANSMISIÓN POR SATÉLITE

A lo largo de los apartados anteriores hemos visto que, aunque la ionosfera es un elemento natural utilizable para efectuar comunicaciones radioeléctricas a grandes distancias, sus constantes variaciones de altura y densidad de ionización hacen imprevisibles los alcances exactos de emisión.

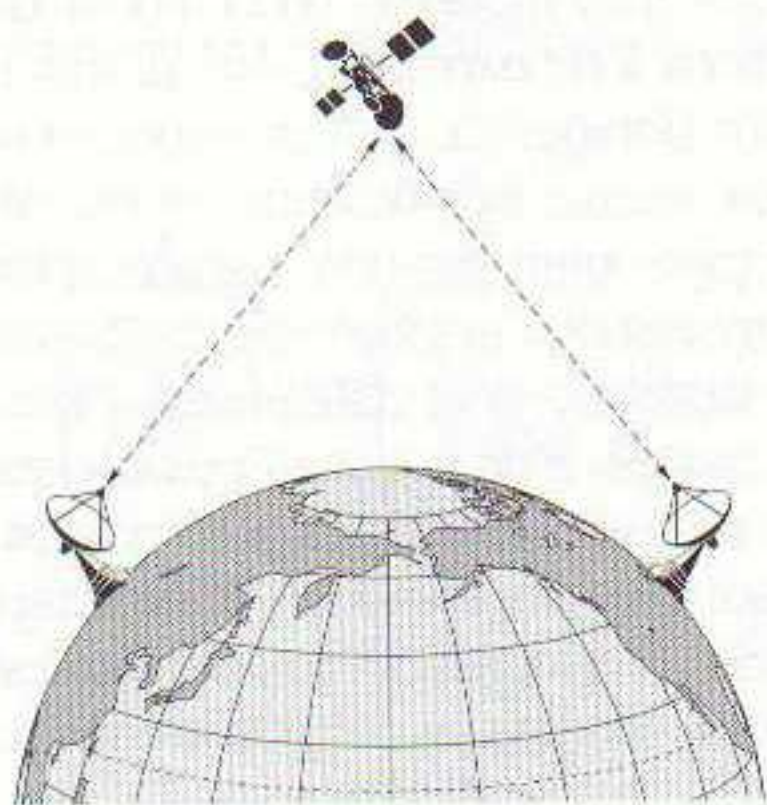
Ello no sucedería si la ionosfera se encontrara situada a una altura siempre fija durante todas las horas del día y de la noche, así como durante todas las estaciones del año, y si las manchas solares no influyeran sobre ella.

Lógicamente, ello es imposible de modificar, por lo que el hombre, en su búsqueda de soluciones, ha encontrado una idónea, consistente en utilizar satélites artificiales geoestacionarios que se usan como elementos de alcance entre dos puntos de la Tierra.

Para llevar a cabo estas transmisiones vía satélite es preciso que las señales tengan una frecuencia lo suficientemente elevada para que atraviesen sin dificultad la ionosfera. Para ello se utilizan frecuencias de varios gigahercios.

Tanto la emisión como la recepción se efectúa mediante antenas parabólicas dirigidas con precisión hacia el satélite, el cual permanece en órbita geoestacionaria (a unos 36.000 km de altura, en un punto fijo sobre el ecuador de la Tierra previamente determinado). Las señales emitidas alcanzan al satélite, que las devuelve al punto de recepción de la Tierra una vez amplificadas en dicho satélite. Con ello se asegura la emisión y recepción de cualquier tipo de señal a cualquier distancia (figura 1.14).

Actualmente, se utilizan satélites para emisiones de televisión, radiodifusión y radioaficionados, pero siempre trabajando en la banda Ku (véase la tabla 1.2), ya que frecuencias más bajas no atraviesan la ionosfera.



1.14 Los satélites geoestacionarios aseguran las comunicaciones entre dos o más puntos de la Tierra de forma perfecta.

DESVANECIMIENTO (*FADING*)

Con el término inglés *fading* (desvanecimiento) se denomina al fenómeno de cambio de intensidad de la señal captada en la antena receptora durante un período de tiempo relativamente corto. Dicho cambio de intensidad da la sensación como si la señal se desvaneciera, pareciendo incluso desaparecer, aunque la intensidad de la señal en la antena emisora se mantenga constante.

El *fading* es uno de los problemas más molestos existentes en las radiocomunicaciones, pues aunque la recepción no llegue a desaparecer por completo, se alteran los nervios del oyente ante la amenaza de desaparición de la comunicación.

Son varios los factores causantes del *fading*. Uno de ellos se presenta en cualquier punto donde concurra la onda terrestre con el primer retorno de la onda ionosférica. Efectivamente, la onda reflejada por la ionosfera recorre un mayor trayecto y, por lo tanto, puede unirse desfasada 180° con la onda directa, con lo cual se produce una anulación total o parcial de ambas.

Otra causa de *fading* se debe a la recepción de la misma onda, pero reflejada en dos capas ionosféricas distintas, con lo cual la señal se recibe con dos fases distintas que pueden anularse en parte.

Las tormentas ionosféricas provocan desvanecimientos de la señal como el descrito, especialmente por la noche, por lo que es imprevisible cuándo se producirán.

INFLUENCIA DE LAS DESCARGAS ATMOSFÉRICAS EN LA RECEPCIÓN DE LAS ONDAS RADIOELÉCTRICAS

Las tormentas son descargas eléctricas que se producen entre nubes, o entre la Tierra y las nubes. Estas descargas incontrolables generan radiaciones de alta frecuencia que cubren todo el espectro, por lo que son captadas por las antenas receptoras provocando un ruido característico en los radorreceptores y puntos blancos en la pantalla de los televisores.

Lógicamente, estos ruidos son tanto más intensos cuanto más cerca esté la tormenta del punto de recepción, puesto que, como toda onda, también las provocadas por las tormentas se amortiguan con la distancia. Sin embargo, es posible captar ruidos atmosféricos de tormentas muy alejadas que no son vistas ni oídas directamente por el usuario del receptor. Ello se debe a que las ondas radioeléctricas producidas por las tormentas se propagan en todas direcciones, reflejándose en la ionosfera y alcanzando zonas de recepción muy alejadas.

Durante la noche los ruidos atmosféricos debidos a las tormentas se captan más, pues durante la noche las ondas espaciales sufren menos atenuación que durante las horas de sol.

INFLUENCIA DE LOS RUIDOS INDUSTRIALES EN LA RECEPCIÓN DE LAS ONDAS RADIOELÉCTRICAS

La elevada electrificación de nuestra sociedad produce un gran número de parásitos o radiaciones radioeléctricas incontroladas que pueden llegar a ser muy molestas en la recepción de señales radioeléctricas. Los interruptores, los motores eléctricos y de explosión, etc. producen chispas eléctricas, debidas a corrientes de autoinducción en los bobinados, que se traducen en armónicos de la frecuencia de red y que pueden llegar a alcanzar valores significativos dentro de la gama de las ondas radioeléctricas. Estos parásitos no suelen tener gran alcance, pero pueden llevar al traste cualquier instalación de antena receptora que se monte con el mayor de los cuidados.

Evitar los parásitos industriales puede resultar laborioso si se desconoce el punto de origen de los mismos, e incluso imposible si su eliminación cae fuera de nuestras posibilidades, como sucede con las perturbaciones debidas a los motores de explosión de los automóviles y motocicletas. Para evitarlos, o al menos reducirlos a niveles aceptables, se disponen filtros adecuados en todos aquellos aparatos y motores en los que se sospeche la generación de parásitos, así como filtros y limitadores en la entrada de antena de los receptores, además de dirigir la antena de forma que evite la captación de estas perturbaciones.

MODULACIÓN

La *modulación* se define como la modificación de una magnitud física a través de una información. La palabra modulación tiene por tanto un doble significado, pues designa tanto el proceso en sí como el resultado de este proceso. A la magnitud física que debe modularse se le llama *portadora*.

En radioelectricidad la portadora es una corriente eléctrica alterna de alta frecuencia, que se transmite por el espacio en todas direcciones desde la antena emisora, llegando a todas las antenas receptoras bajo su radio de influencia a través de los diferentes caminos ya estudiados (ondas terrestres, ondas ionosféricas y/o ondas procedentes de los satélites de comunicaciones).

La portadora se modula con una señal de baja frecuencia (música, voz, etc.), de forma que esta señal de BF pueda llegar a los receptores. Esta señal de BF recibe por tanto el nombre de *moduladora*. El proceso de modulación consiste en variar alguna característica de la onda portadora de acuerdo con la onda moduladora. Por tanto, se puede escribir:

$$\text{Portadora} + \text{Moduladora} = \text{Señal}$$

Para recibir información ha de llegar una señal al receptor, es decir, ha de llegar una *portadora modulada*. Si sólo se recibe la portadora, el receptor permanece mudo.

Se ha dicho que en radioelectricidad la portadora es una oscilación de alta frecuencia; por lo tanto, como en toda oscilación eléctrica, encontramos en ella tres magnitudes:

- *Amplitud* (valor de cresta).
- *Frecuencia*.
- *Ángulo de fase*.

Cada una de esta tres magnitudes puede ser modulada, dando lugar a las siguientes formas de modulación:

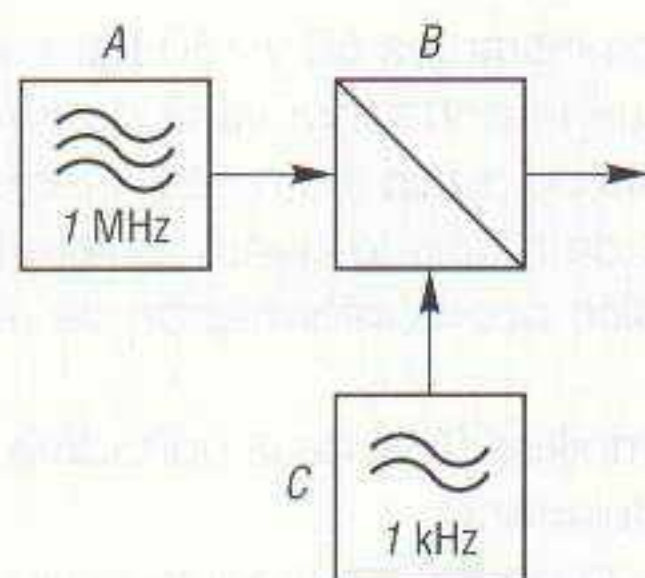
- *Modulación de amplitud* (AM).
- *Modulación de frecuencia* (FM).
- *Modulación de fase* (PM).

Modulación de amplitud (AM)

Este proceso de modulación consiste en modificar la amplitud de una señal de RF (*portadora*) según las amplitudes instantáneas de la señal de audio (*moduladora*).

La frecuencia de las oscilaciones de la portadora debe ser más elevada que la frecuencia de las oscilaciones de la moduladora. Se necesitan, por tanto, dos circuitos, ambos oscilantes, uno de alta frecuencia (para generar la onda portadora) y otro de baja frecuencia (generador de la onda moduladora). A estos dos circuitos se les debe añadir un tercero, que consiste en un *circuito modulador*, capaz de producir la modulación de la portadora de acuerdo con la señal suministrada por el oscilador de BF (figura 1.15).

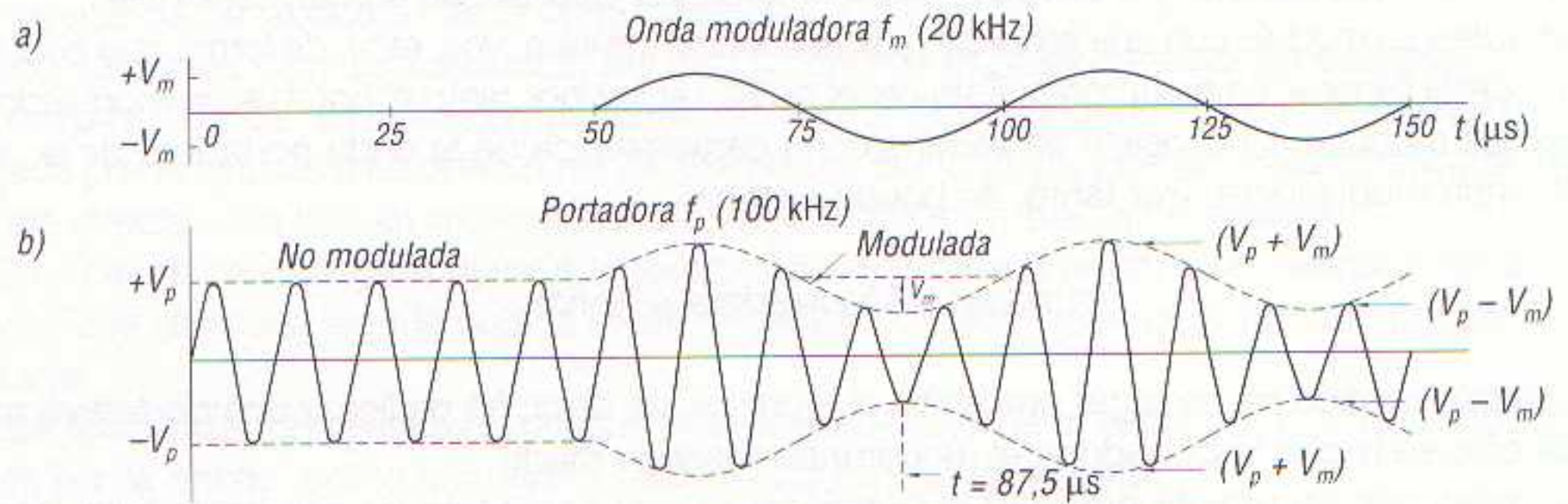
El circuito A de la figura 1.15 es el oscilador de alta frecuencia que suministra la onda portadora al circuito modulador. En nuestro ejemplo se ha supuesto una onda portadora con una frecuencia



1.15 Esquema de bloque del proceso de modulación.
A = Oscilador de RF.
B = Oscilador de BF.
C = Modulador.

de 1 MHz. El circuito B es un oscilador de BF, que suministra la onda moduladora al circuito modulador y que hemos cifrado en 1 kHz. Finalmente, el circuito C es el modulador, el cual recibe las señales generadas por los osciladores A y B y suministra la señal modulada, es decir, la portadora modulada en amplitud por la señal moduladora.

Para comprender este sistema de modulación debemos recurrir a la figura 1.16, en cuya parte superior se ha dibujado una señal de audio, de 20 kHz, que empieza a generarse en el instante correspondiente a 50 μs y cuya amplitud oscila entre dos valores máximos, V_m y $-V_m$.



1.16 a) Señal de BF (moduladora). b) Señal portadora de RF, sin modular entre los instantes 0 y 50 μs , y modulada a partir del instante 50 μs por la señal de audio.

Esta señal de BF puede ser una señal eléctrica obtenida de un micrófono, la cual será fiel reflejo de la señal sonora que incide sobre él; por lo tanto, será una señal de audio, variable en amplitud y en frecuencia de acuerdo con la amplitud y la frecuencia de los sonidos en cada instante y que ni tan siquiera será senoidal debido a la gran cantidad de armónicos que acompaña a toda señal de audio.

Sin embargo, y como ello no influye en la explicación del fenómeno de la modulación, hemos dibujado la señal de audio como una onda senoidal de igual amplitud y frecuencia en cada instante.

En la figura 1.16b se ha representado una señal de RF, de 100 kHz, la cual sí es senoidal y, además, no cambia de amplitud ni de frecuencia entre 0 y 50 μs . Entre 0 y 50 μs se tiene por tanto una portadora de 100 kHz «no modulada», puesto que en dicho espacio de tiempo no se genera señal de audio. En la práctica la frecuencia de la portadora (f_p) es muy superior a la frecuencia moduladora (f_m), hasta unas 3.000 veces mayor; sin embargo, en esta explicación y por motivos de claridad de dibujo, se ha considerado de sólo 5 veces superior.

A partir de 50 μs tiene lugar la modulación aplicando la f_m sobre la amplitud de la portadora f_p . Se trata, como se ha dicho antes, de aplicar al modulador ambas señales. Como consecuencia de esto, si la amplitud de la señal portadora es V_p , al aplicar al modulador la señal de la moduladora (de amplitud V_m), la amplitud de la portadora cambia su valor de cresta entre los valores extremos:

$$V_p + V_m \quad \text{y} \quad V_p - V_m$$

tal y como se puede apreciar en dicha figura entre los instantes 50 y 150 μs .

También se puede comprobar en dicha figura que la portadora varía de amplitud, a partir del instante 50 μs , siguiendo la misma forma que la señal de audio (esto se ha remarcado en la figura 1.16b dibujando con línea de trazos las variaciones de amplitud que adquiere la portadora al ser modulada por la señal de audio). En este caso, se dice que la información de audio está presente en la portadora como una envolvente.

En resumen, se trata de una modificación de la amplitud (AM) de la portadora, la cual pasa a variar de nivel según la forma de onda de la señal moduladora.

Es importante fijarse en los siguientes detalles de la portadora modulada (figura 1.16b):

- 1) La frecuencia de la portadora no cambia al ser modulada por la de BF. El número de ciclos por unidad de tiempo es igual antes y después de la modulación. Por tanto, sigue siendo una señal de RF y se transmite por el espacio tanto si está modulada como si no.
- 2) Lo único que se modifica es la amplitud de la portadora, por eso a este tipo de modulación se le llama *modulación de amplitud*. Esto no afecta a la transmisión, es decir, no porque la amplitud de la onda varíe deja de transmitirse, pues, como se ha dicho, lo importante es que sea de RF.

La tensión de señal V_p puede ser amplificada y radiada al espacio con ayuda de una antena emisora para ser captada posteriormente por un equipo receptor.

Índice de modulación en AM

El *índice de modulación*, también llamado *grado de modulación* o *profundidad de modulación en amplitud*, se representa en las fórmulas por la letra m y expresa el grado de profundidad a la que se modula una onda portadora. Se calcula con la fórmula:

$$m = \frac{V_m}{V_p}$$

donde V_m es la amplitud de la moduladora y V_p la amplitud de la portadora.

El índice de modulación en AM puede variar, según el nivel de amplitud de la señal moduladora, entre 0 y 1. Cuando m es 0 no existe modulación, es decir, no hay señal moduladora y, por lo tanto, la portadora mantiene su amplitud original. Cuando m es igual a 1, la amplitud de la señal moduladora es igual a la amplitud de la portadora, es decir $V_m = V_p$. En este caso la amplitud de la portadora oscila entre 0 (cuando los valles de la moduladora anulan a la portadora) y $2V_p$ (cuando los picos de la moduladora se suman a los de la portadora). Esta oscilación entre 0 y $2V_p$ se produce continuamente.

El índice de modulación también se puede expresar en forma porcentual, en cuyo caso la fórmula anterior se escribirá:

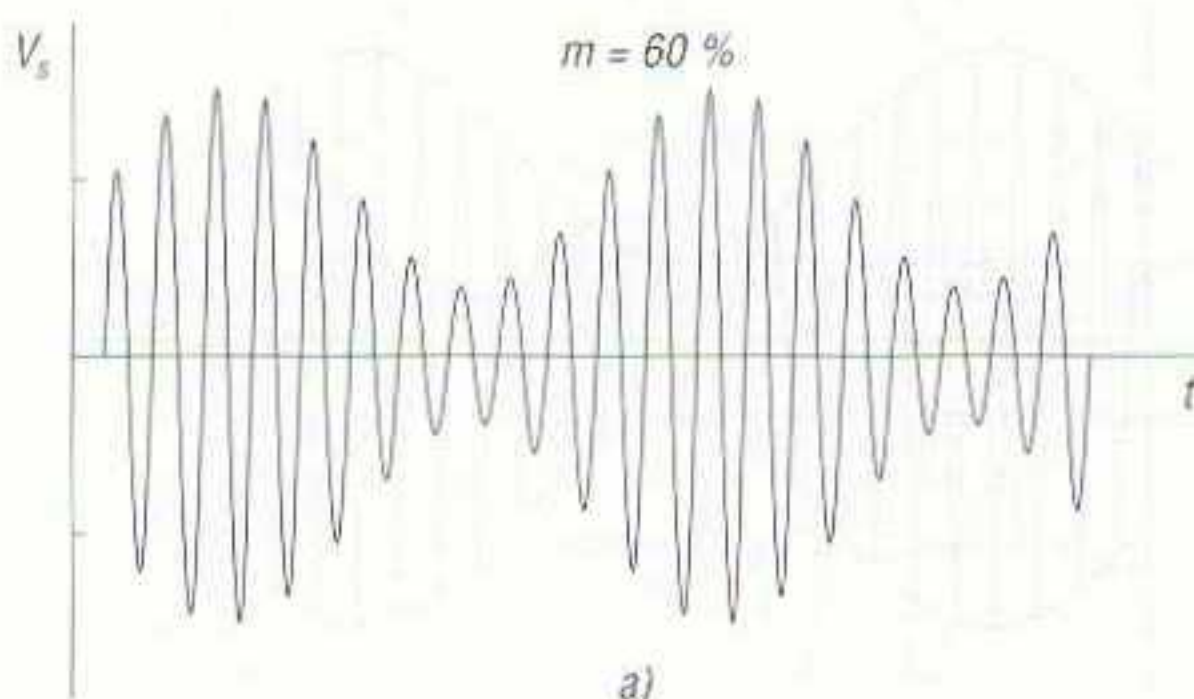
$$m = \frac{V_m}{V_p} 100$$

y el resultado puede ser cualquiera comprendido entre el 0 % y el 100 %.

Así, si el valor eficaz de la tensión de BF (moduladora) es de, por ejemplo, $V_m = 0,8 \text{ V}$, y el valor eficaz de la tensión de RF (portadora) es de, por ejemplo, $V_p = 2 \text{ V}$, el índice de modulación vale:

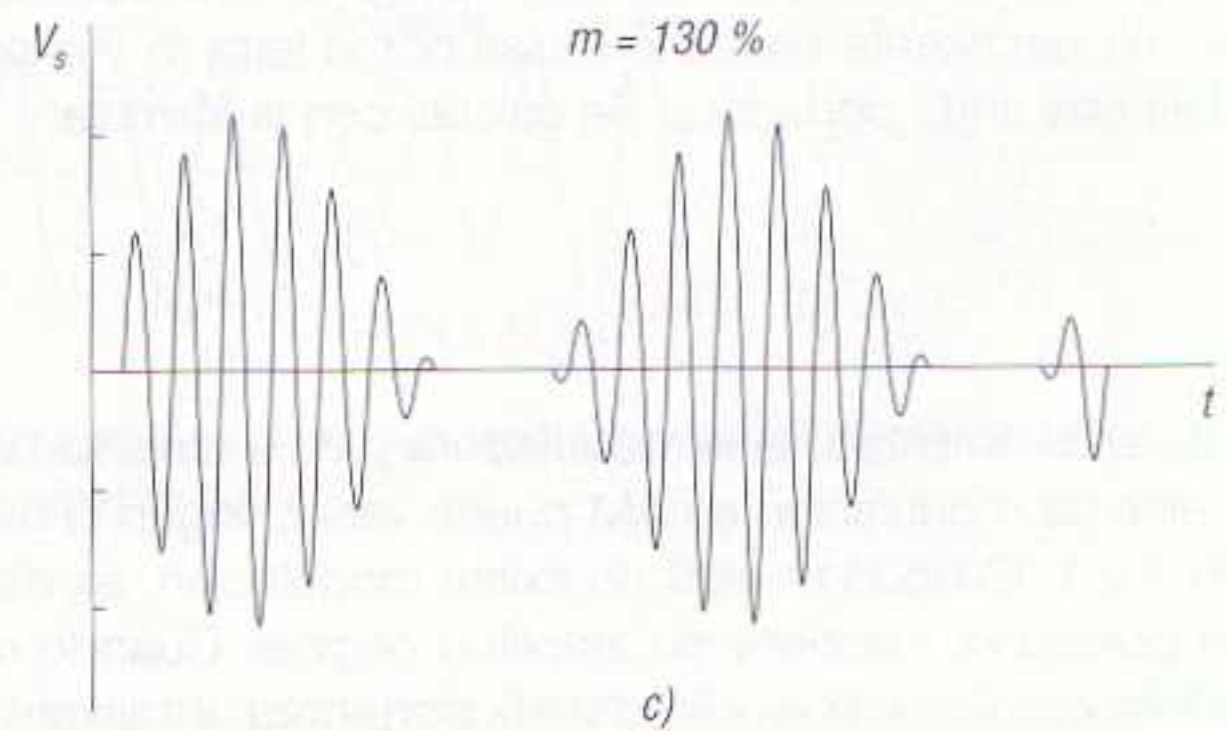
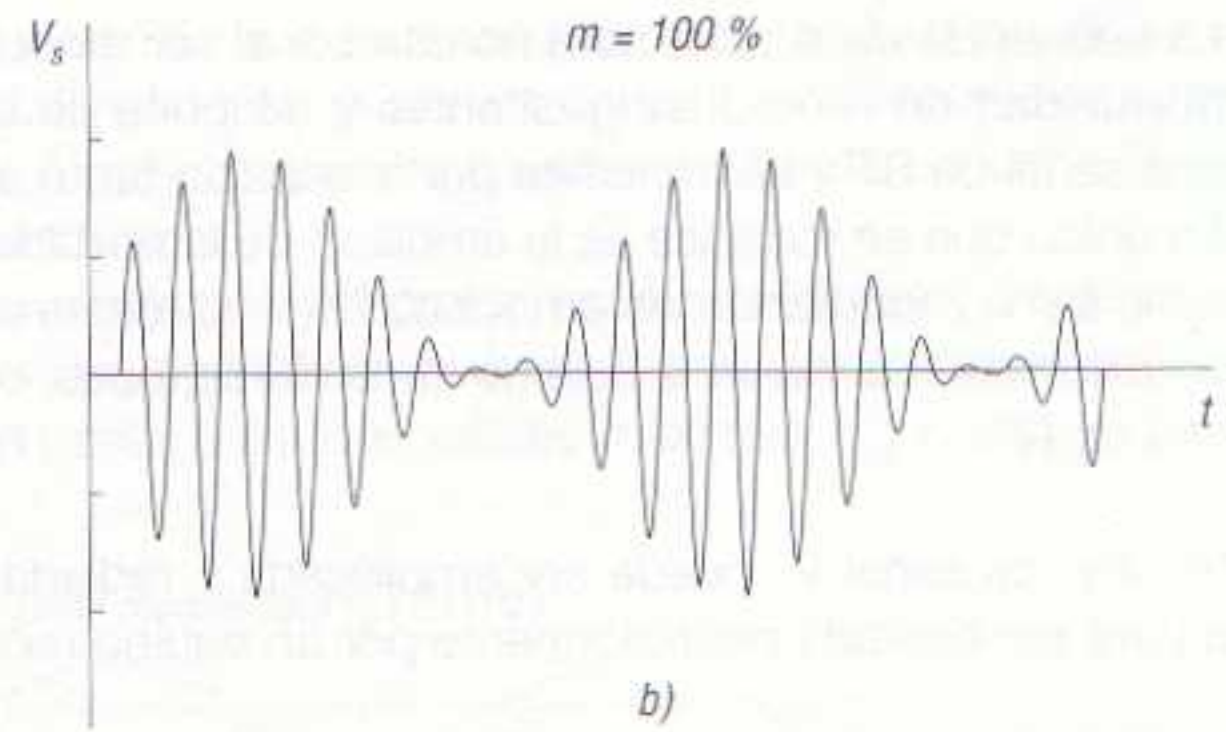
$$m = \frac{V_m}{V_p} 100 = \frac{0,8 \text{ V}}{2 \text{ V}} 100 = 40 \%$$

Las figuras 1.17a y 1.17b muestran las formas de las curvas de tensión de la señal V_p correspondientes a modulaciones del 57 % y del 100 %, respectivamente.



1.17 Modulaciones obtenidas con distintos grados de modulación. a) Modulación del 60 %.

1.17 Modulaciones obtenidas con distintos grados de modulación.
 b) Modulación del 100 %.
 c) Modulación del 130 %.

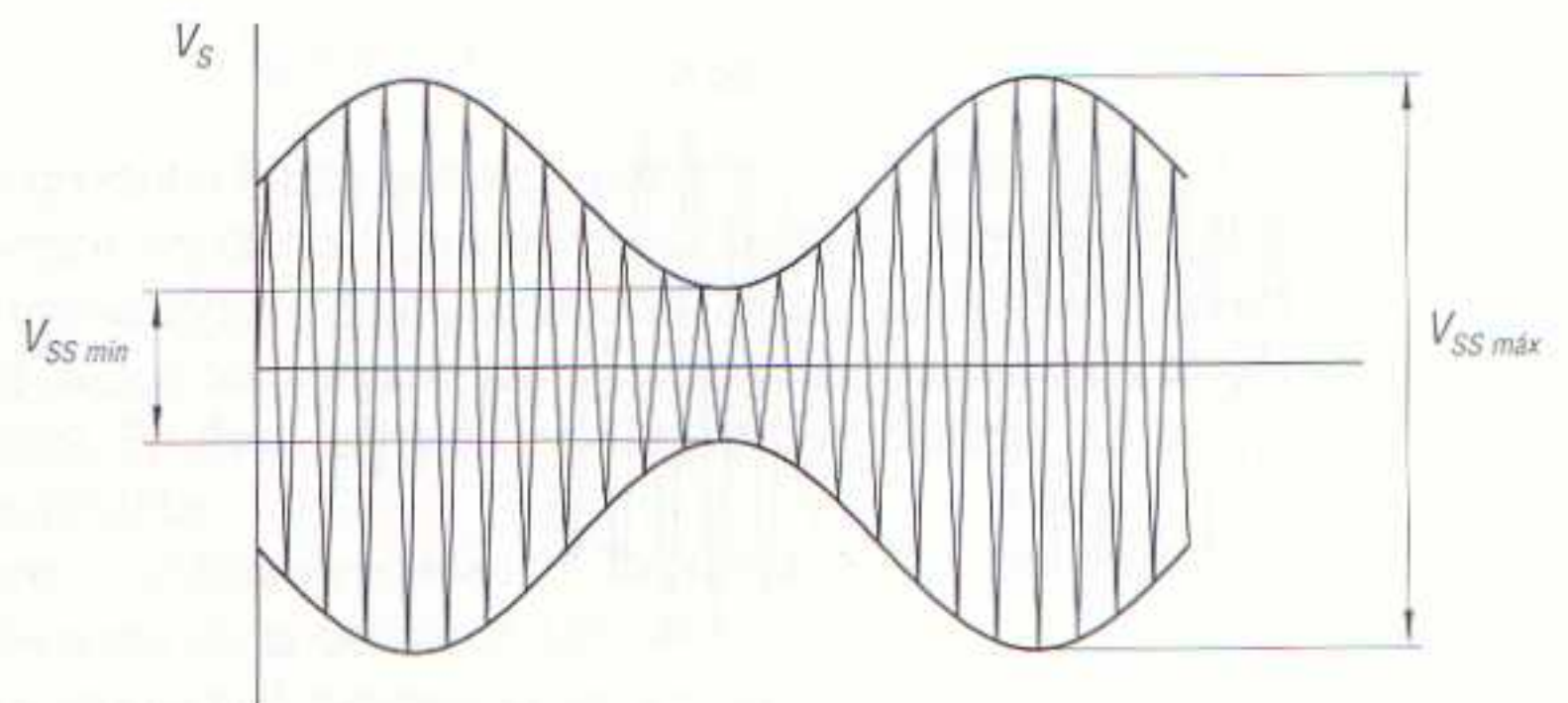


Si el índice de modulación supera el valor 100 %, debido a que la tensión de BF tiene un valor superior al de la tensión de RF (figura 1.17c), la portadora desaparece intermitentemente y no puede, durante estas intermitencias, llevar ninguna modulación. Si una modulación es superior al 100 %, la señal de BF que se recupera después en la demodulación presentará fuertes distorsiones, no siendo igual a la original.

Para evitar lo expuesto, el índice de modulación se elige de forma que la señal de BF no llegue a modular a la portadora en más de un 100 %. Con objeto de evitar una sobremodulación suele adoptarse como índice de modulación máximo el 90 %.

En nuestro ejemplo hemos calculado el índice de modulación a partir de los valores eficaces de V_p y V_m ; sin embargo esto no siempre es posible, sobre todo si la modulación no es senoidal. Para el cálculo del índice de modulación pueden adoptarse otras unidades, tales como los valores máximo o de pico de las tensiones V_p y V_m , pero siempre tomando la misma unidad de referencia para ambas.

Cuando se da la oscilación ya modulada, el índice de modulación debe calcularse a partir de la máxima y mínima amplitud de la tensión de la señal modulada V_{SS} (figura 1.18). A estos valores se les designa, respectivamente, por $V_{SS \text{ máx}}$ y $V_{SS \text{ mín}}$.



1.18 El grado de modulación puede obtenerse conociendo los valores de $V_{SS \text{ máx}}$ y $V_{SS \text{ mín}}$.

De esta figura se deduce que:

$$V_{SS \text{ máx}} = 2 V_{p \text{ máx}} + 2 V_{m \text{ mín}}$$

y

$$V_{SS \text{ mín}} = 2 V_{p \text{ máx}} - 2 V_{m \text{ mín}}$$

Sumando y restando las anteriores igualdades se obtiene:

$$V_{SS \text{ máx}} + V_{SS \text{ mín}} = 4 V_{p \text{ máx}}$$

y

$$V_{SS \text{ máx}} - V_{SS \text{ mín}} = 4 V_{m \text{ máx}}$$

Dividiendo ahora ambos resultados se obtiene el índice de modulación mediante esta nueva fórmula:

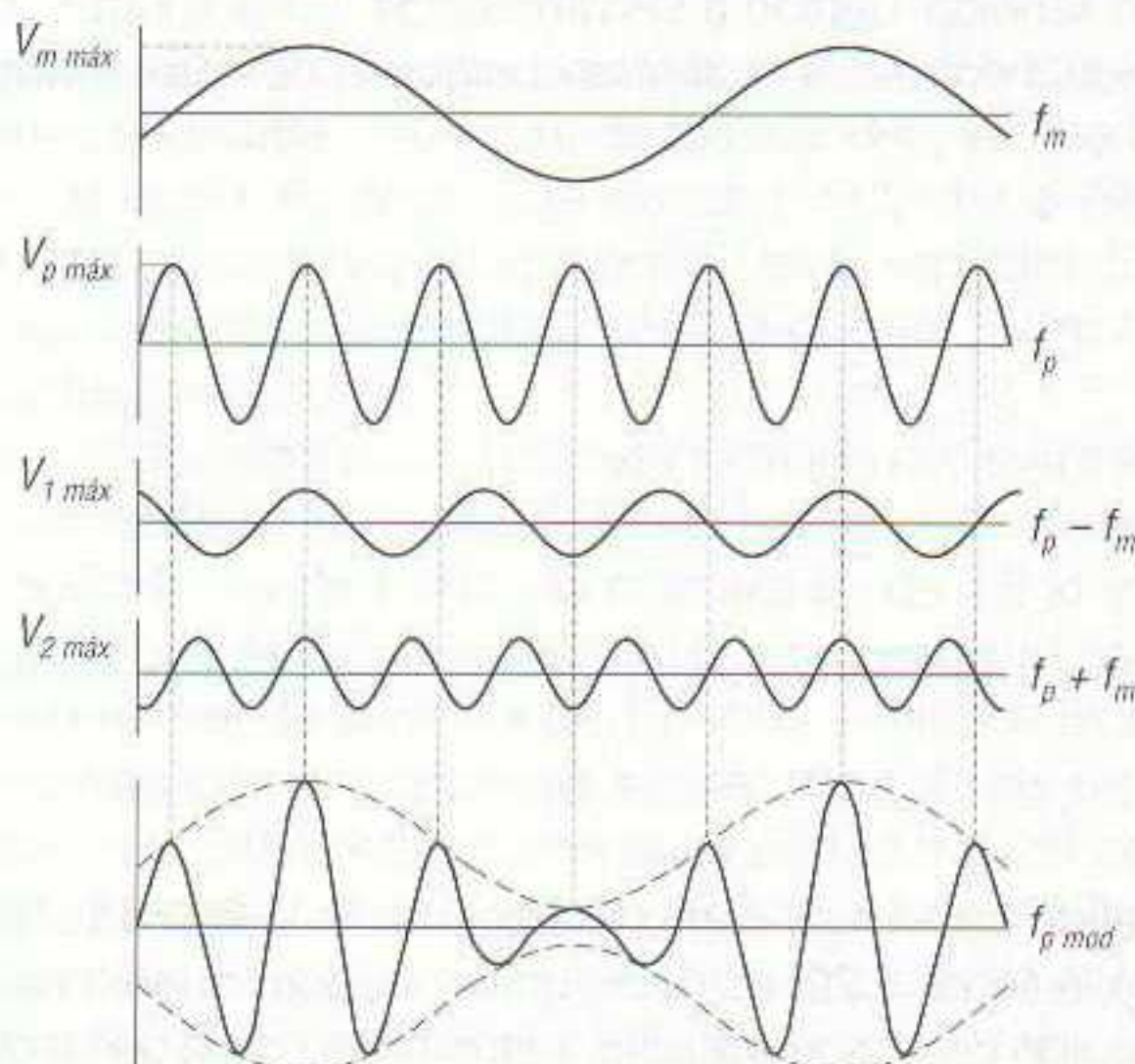
$$m = \frac{4 V_{m \text{ máx}}}{4 V_{p \text{ máx}}} = \frac{V_{SS \text{ máx}} - V_{SS \text{ mín}}}{V_{SS \text{ máx}} + V_{SS \text{ mín}}}$$

Los valores $V_{SS \text{ máx}}$ y $V_{SS \text{ mín}}$ pueden determinarse mediante un osciloscopio, sin necesidad de conocer el valor en voltios de ambas magnitudes, pues basta con medir sobre la pantalla las amplitudes en milímetros de $V_{SS \text{ máx}}$ y $V_{SS \text{ mín}}$, y aplicar dichos valores a la fórmula anterior para obtener el índice de modulación.

Frecuencias laterales

Puede demostrarse matemáticamente que la portadora, una vez modulada, está formada por tres frecuencias distintas, cuyos valores son (figura 1.19):

- La frecuencia de la portadora f_p .
- Una frecuencia de valor igual a la diferencia entre la portadora y la moduladora ($f_p - f_m$). Esta frecuencia recibe el nombre de *frecuencia lateral inferior*.
- Una frecuencia de valor igual a la suma de la portadora con la moduladora ($f_p + f_m$). Esta frecuencia recibe el nombre de *frecuencia lateral superior*.



1.19 Toda oscilación modulada en amplitud (AM) está compuesta por la suma de tres oscilaciones de amplitud constante.

Así, si la frecuencia de la portadora es $f_p = 800$ kHz y la frecuencia de la moduladora es $f_m = 3$ kHz, la oscilación de la portadora modulada equivale a una mezcla de las tres oscilaciones:

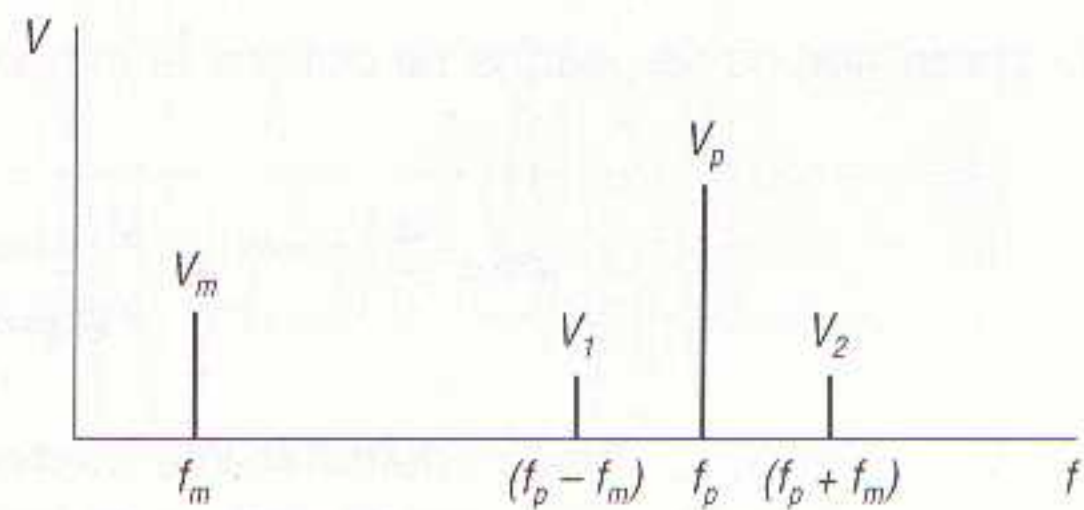
- $f_p = 800$ kHz.
- $f_p + f_m = 803$ kHz.
- $f_p - f_m = 797$ kHz.

Estas tres oscilaciones tienen amplitud constante.

Si los valores de cresta $V_{p\text{ máx}}$, $V_{1\text{ máx}}$ y $V_{2\text{ máx}}$ se suman, se obtienen los correspondientes valores de cresta de la oscilación modulada $f_{p\text{ mod}}$ (figura 1.19 inferior). La amplitud de las frecuencias laterales, es decir, de las frecuencias $f_p + f_m$ y $f_p - f_m$ es siempre $0,5 V_m$.

Debido a que toda oscilación modulada se compone de varias frecuencias, ésta puede representarse mediante un *espectro*, es decir, mediante un sistema de coordenadas en el que se representa la amplitud de cada oscilación en función de la frecuencia (figura 1.20).

1.20 Espectro de frecuencias de una oscilación modulada en amplitud por una frecuencia f_m constante.



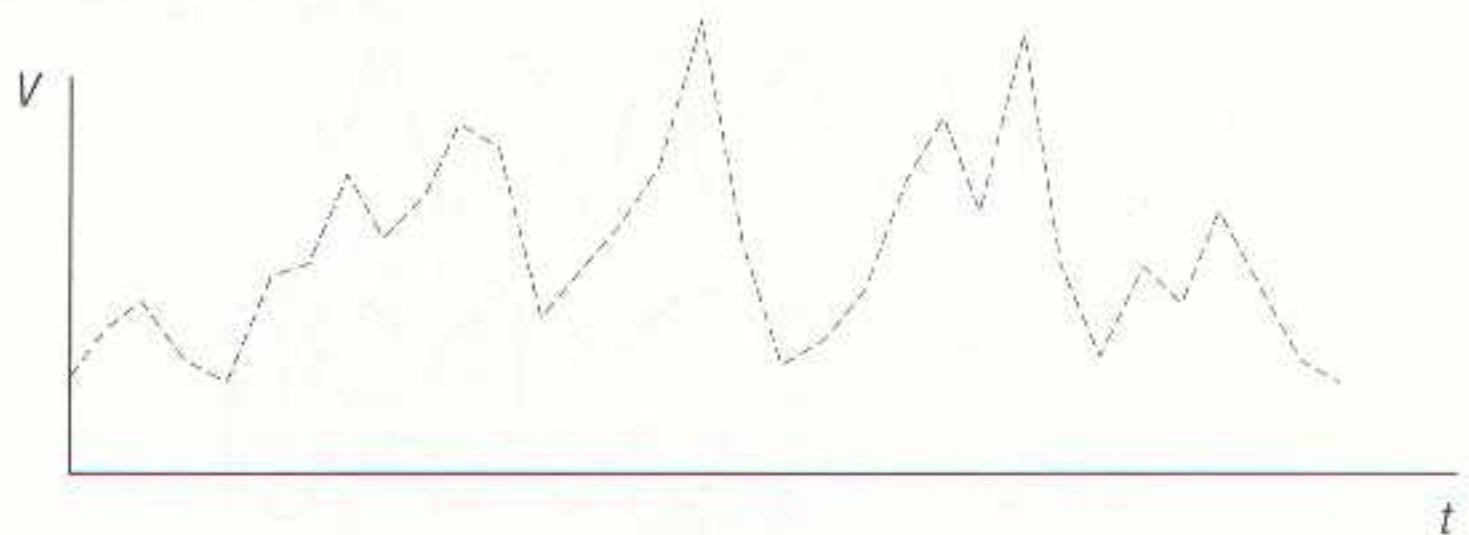
En esta figura cada columna representa una oscilación. La altura de las columnas corresponde a la amplitud, o valor de cresta, de la tensión de cada oscilación.

El espectro de una oscilación modulada en amplitud consta, por tanto, de la oscilación portadora f_p , de tensión máxima V_p , y de las dos frecuencias laterales $f_p - f_m$ y $f_p + f_m$, de tensión $V_1 = V_2 = 0,5 V_m$.

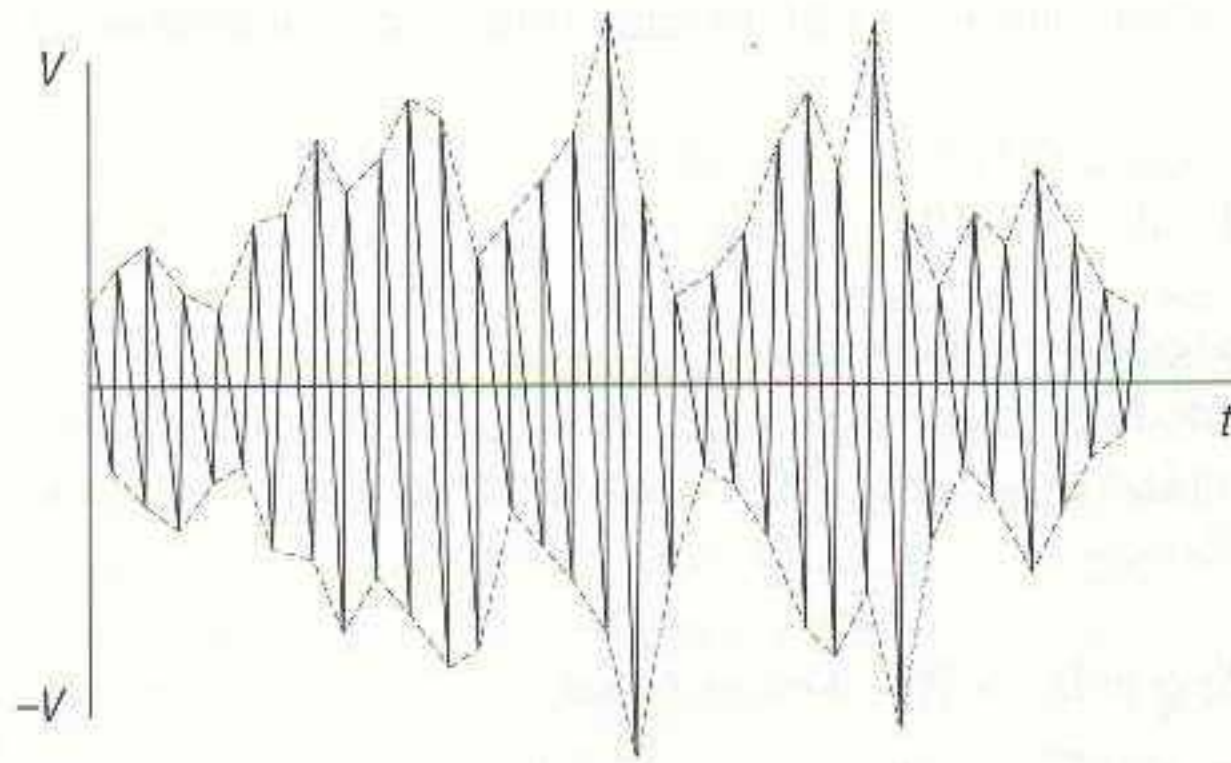
La columna V_m no corresponde al espectro de la oscilación modulada, introduciéndose en el dibujo solamente para poder establecer una comparación tanto en la separación entre frecuencias laterales con respecto a la frecuencia de la portadora, como en la altura de las tensiones V_1 y V_2 con respecto a V_m .

El ejemplo de modulación expuesto es muy simple, pues la señal moduladora es única, de frecuencia y amplitud constante. En la práctica las cosas no son tan simples, ya que una señal de audio está formada por toda una gama de frecuencias (de 20 Hz a 20 kHz) y, además, estas frecuencias poseen distinta amplitud y su forma no es senoidal debido a los armónicos. En la figura 1.21 se ha dibujado lo que podría ser una señal de audio entre dos instantes cualquiera de una conversación.

1.21 Ejemplo de lo que podría ser la forma de onda de una señal de audio.



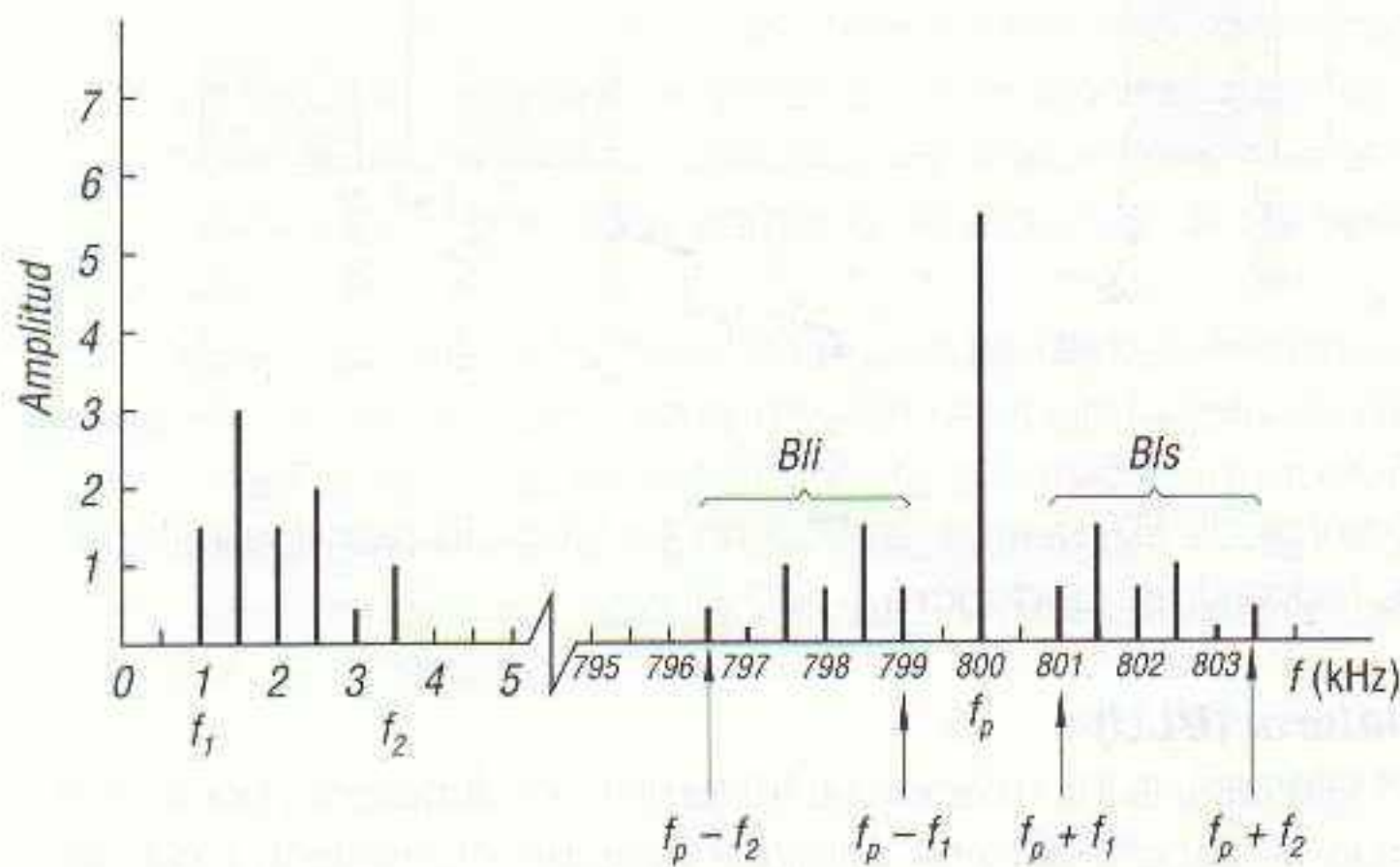
Si se modula una portadora con una señal de audio real, como la dibujada en la figura 1.21, se obtiene una portadora modulada como la de la figura 1.22, es decir, una portadora que no cambia de frecuencia pero cuya amplitud varía de acuerdo con las amplitudes instantáneas de la señal de audio.



1.22 Al modular una portadora por una señal de audio, la amplitud de la portadora varía de valor de acuerdo con la amplitud que en cada instante posee la señal de audio.

Como consecuencia de ello, y dado que la señal de audio está formada por una gran cantidad de frecuencias distintas, se obtiene una gran cantidad de frecuencias laterales (inferiores y superiores a la portadora); tantas como frecuencias de audio se modulen.

En la figura 1.23 se ha dibujado un espectro de frecuencias en AM, constituido por la modulación de una portadora de 800 kHz por una señal de audio que está formada, en un instante dado, por seis frecuencias de amplitudes distintas y que van desde 1 a 3,5 kHz, de 0,5 en 0,5 kHz.



1.23 Espectro de frecuencias de la modulación de una portadora por una señal de audio.

En la figura 1.23 el eje de abscisas cubre desde 0 hasta 804 kHz. Este eje se ha partido, mediante una línea quebrada, a la altura de los 5,5 kHz, ya que la portadora está muy alejada de las frecuencias de audio. Es decir, este eje salta de 5 kHz a 795 kHz, ya que no es necesario indicar el resto de frecuencias pues no aparecerán en el espectro. El eje de ordenadas se ha dividido en partes iguales, indicando amplitudes que pueden ser μV , mV, V, o cualquier otra división de la magnitud «amplitud de la onda».

La banda de audio a modular está formada por seis frecuencias separadas entre sí 500 Hz y de amplitudes variables (en la práctica esta banda sería aún mucho más compleja). La frecuencia más baja de audio (f_1) es de 1 kHz y la más alta (f_2) de 3,5 kHz.

La portadora de RF es de 800 kHz y su amplitud es mayor que la mayor de las amplitudes de las frecuencias de audio (la de 1,5 kHz). A ambos lados de la portadora se generan una serie de frecuencias cuyas amplitudes son la mitad de las de la banda de audio y cuyas frecuencias son iguales a la diferencia y suma de la portadora con cada una de las frecuencias de audio. La banda lateral inferior (señalada con las letras bli en la figura 1.23) está invertida con respecto a las frecuencias de audio, porque la frecuencia lateral ($f_p - f_1$) es más alta que $f_p - f_2$, mientras que, de hecho, f_2 es más alta que f_1 . La banda lateral superior (b/s) es directa, fiel reflejo de la

banda de audio, aunque de amplitudes mitad y a frecuencias más altas. El ancho de banda de la transmisión es:

$$(f_p + f_2) - (f_p - f_2) = (f_p + f_2 - f_p + f_2) = 2 f_2$$

es decir, el doble de la frecuencia más alta modulante.

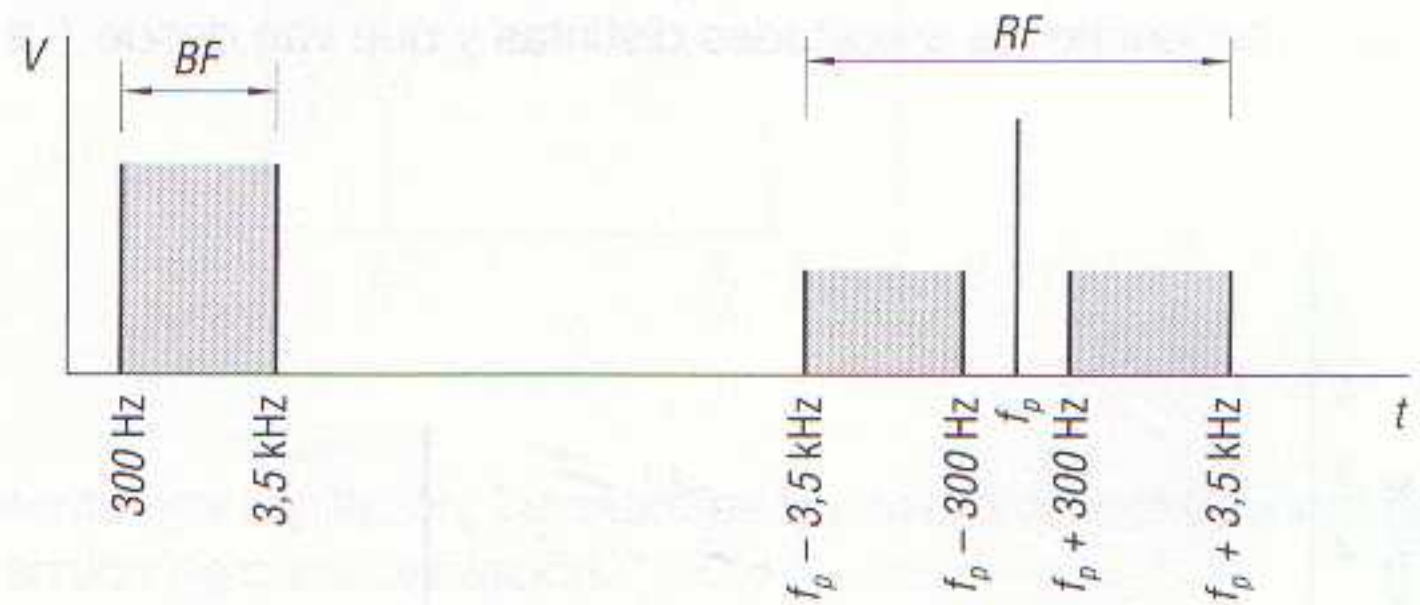
En el ejemplo de la figura 1.23, como f_2 tiene un valor de 3,5 kHz, el ancho de banda será de 7 kHz. Efectivamente, el ancho de banda total va desde los 796,5 kHz hasta los 803,5 kHz, por lo que restando una frecuencia de la otra se tiene:

$$803,5 \text{ kHz} - 796,5 \text{ kHz} = 7 \text{ kHz}$$

De todo esto se deduce que, para captar una señal de radio como la citada, el sintonizador del receptor debe ser capaz no sólo de sintonizar la frecuencia portadora, sino todas las frecuencias del ancho de banda que son, en realidad, las que llevan la información de audio.

En el espectro de frecuencias de una emisora aparecen entonces, en lugar de las barras que se indican en los ejemplos anteriores, dos bandas laterales (figura 1.24). Cada banda lateral, por encima y por debajo de la frecuencia de la portadora, contiene la modulación entera.

1.24 Cuando se modula una gama de frecuencias aparecen dos bandas laterales, una a cada lado de la frecuencia portadora.



En resumen, el espectro de la señal de BF resulta partido en su longitud por dos mitades que se sitúan simétricamente a ambos lados de la portadora.

Modulación a una sola banda lateral (BLU)

Debido a la existencia de las bandas laterales, la información se transmite por duplicado, por lo que si se considera, además, que la frecuencia de la portadora no contiene ninguna información y que es suficiente la transmisión de una sola de las bandas laterales, se llega a la conclusión de que se puede filtrar la portadora y una de las bandas laterales antes de la transmisión. Esto se lleva a la práctica utilizando, en algunas emisoras, la llamada *modulación a una sola banda lateral o a banda lateral única* (BLU). La ventaja que ofrece la modulación a una sola banda lateral es el ahorro de energía que con ella se obtiene. Un pequeño cálculo demuestra esto que se acaba de afirmar.

Supóngase una frecuencia portadora cuya tensión sea de 200 V y para conseguir un grado de modulación del 100 % se necesite, por tanto, una tensión moduladora de BF de 200 V. Cada oscilación de las frecuencias laterales tiene por ello una amplitud mitad de la tensión de baja frecuencia, es decir, 100 V. Si esta mezcla de frecuencias se aplica a una antena emisora con una resistencia de entrada (r_e) de 100 Ω , la potencia de la portadora p_p puede calcularse con ayuda de la siguiente fórmula:

$$p_p = \frac{V_p^2}{r_e} = \frac{(200 \text{ V})^2}{100 \Omega} = 400 \text{ W}$$

Y la potencia de cada una de las bandas laterales es de:

$$p_1 = p_2 = \frac{(100 \text{ V})^2}{100 \Omega} = 100 \text{ W}$$

En total se consumen:

$$400 \text{ W} + (2 \times 100 \text{ W}) = 600 \text{ W}$$

Comparando el gasto de energía de 100 W para la emisión en BLU con los 600 W para una modulación de amplitud completa, se obtiene una relación 6:1. Además, en la práctica suele trabajarse con un grado de modulación menor, lo que hace que la citada relación sea todavía mayor, y durante los intermedios o pausas, al no transmitirse la portadora, se ahorran los 400 W de ésta.

Otra ventaja para la transmisión en BLU es que con ella puede ampliarse el número de canales de información. Esto es lógico si se piensa que una modulación de amplitud completa ocupa una gama de frecuencias comprendidas entre $f_p - f_m$ y $f_p + f_m$, que es más del doble de lo que ocupa una modulación a BLU sin portadora, por lo que el número de emisoras puede duplicarse dentro de una determinada gama de frecuencias sin que se interfieran unas con otras.

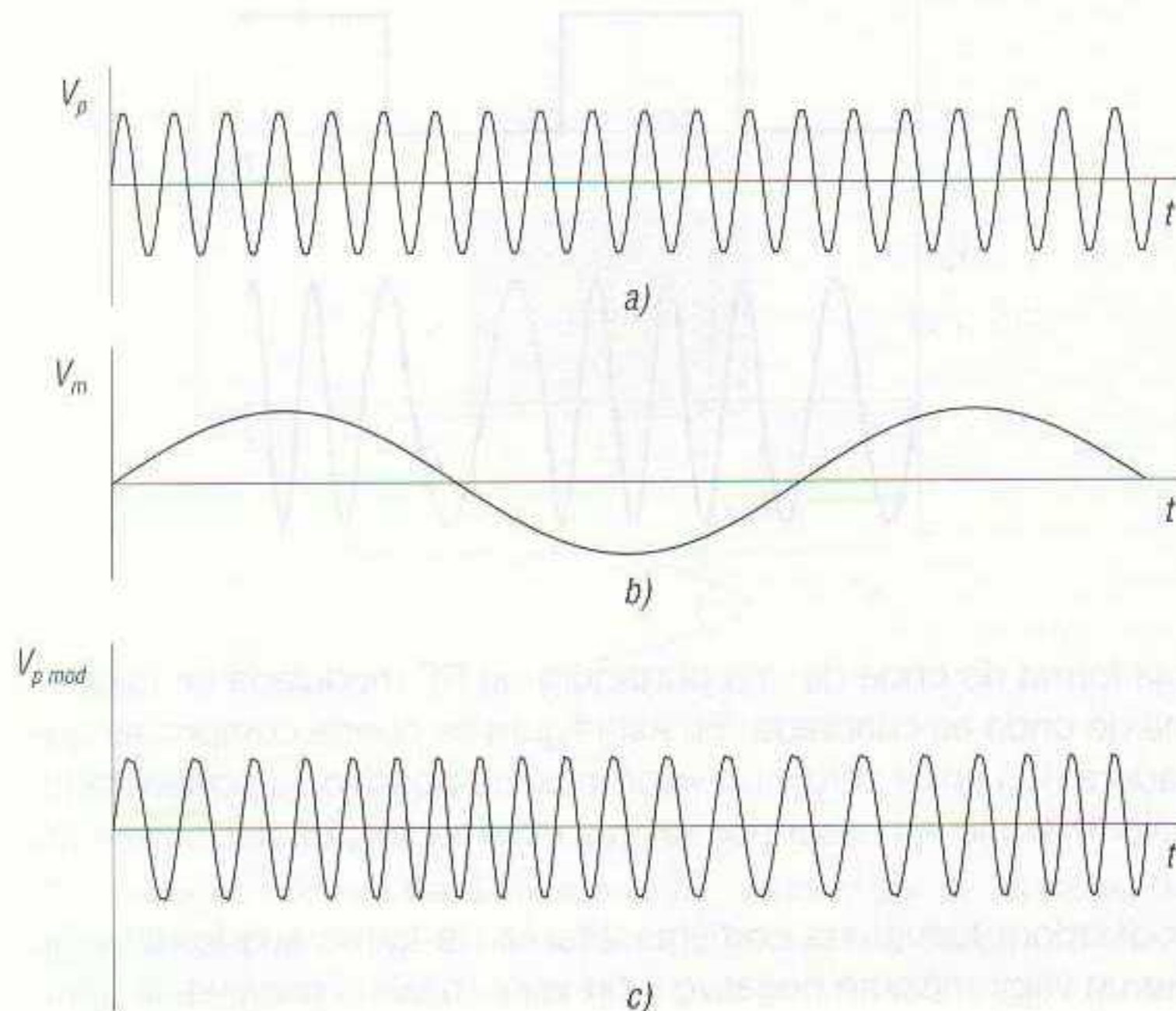
Modulación de frecuencia (FM)

La frecuencia es otro de los parámetros de toda señal radioeléctrica capaz de ser modificada y, por lo tanto, de modular. La modulación de frecuencia consiste en modificar el valor de la frecuencia de una portadora según las variaciones de amplitud de la señal moduladora, dando lugar a lo que se denomina *emisión en frecuencia modulada* (FM).

Así, en FM la frecuencia de la portadora aumenta de valor cuando aumenta la tensión de la señal moduladora de BF y disminuye de valor cuando disminuye la tensión de la moduladora de BF.

El parámetro que se modifica de la portadora es su frecuencia, por lo que la amplitud de ésta permanece constante y, por tanto, las comunicaciones son inmunes casi por completo a los parásitos, dando lugar a una mayor calidad en la recepción. Esto se debe a que las señales parásitas generadas por chisporroteos en aparatos eléctricos próximos al receptor están moduladas en amplitud, y la FM es insensible a los cambios de amplitud de las señales radioeléctricas, sean de la índole que sean.

En la figura 1.25 se han dibujado las curvas de las tensiones alternas presentes en una transmisión de FM. La curva 1.25a es la tensión de la portadora de RF, la 1.25b es la de la moduladora o tensión de BF y la 1.25c es la tensión de la señal (portadora modulada en frecuencia). En este tipo de modulación la amplitud de la señal es constante, variando sólo su frecuencia de acuerdo con la amplitud de la tensión de modulación. La FM presenta la ventaja sobre la AM de precisar una menor potencia de modulación.



1.25 Modulación de frecuencia. a) Curva de la tensión portadora de RF. b) Curva de la tensión moduladora de BF. c) Curva de la resultante de la portadora modulada en frecuencia.

Índice de modulación en FM

En FM no puede utilizarse la fórmula para obtener el grado o índice de modulación que se emplea en la modulación de amplitud, puesto que en FM la amplitud de la portadora es constante sea cual sea el nivel alcanzado por la modulación. No obstante, sí es posible obtener el índice de modulación a partir de la desviación de frecuencia de la portadora con respecto al valor de la señal de BF. Así, si se modula una portadora de RF con una tensión de BF de 400 Hz, que provoca una variación en el valor de la portadora de RF en ± 10 kHz de su valor medio, la relación será:

$$m = \frac{\Delta f_p}{f_m} = \frac{10.000 \text{ Hz}}{400 \text{ Hz}} = 25$$

A esta relación no se le puede llamar porcentaje de modulación ya que, desde un punto de vista físico, no corresponde a nada equivalente. Por este motivo se le denomina *índice de modulación*, o mediante el término inglés, muy generalizado, de *swing*. El índice de modulación caracteriza la modulación de frecuencia, puesto que permite valorar inmediatamente aquella a lo largo de la escala de frecuencias.

La *relación de desviación* (R_D) en FM se define como el porcentaje que supone una excursión de frecuencia dada con respecto a la máxima excursión establecida, y viene dada por la fórmula:

$$R_D = \frac{\Delta f_p}{\Delta f_{p \text{ máx}}} \cdot 100$$

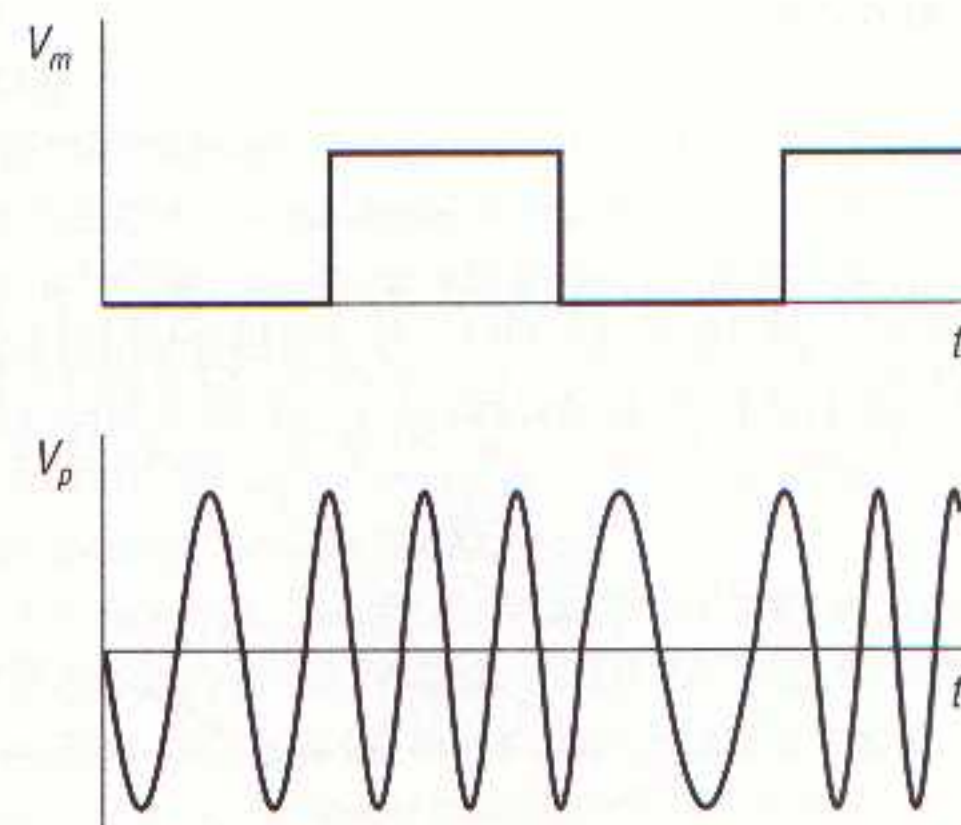
donde Δf_p es el incremento o desviación de la frecuencia de la portadora para una frecuencia moduladora dada y $\Delta f_{p \text{ máx}}$ es la desviación de frecuencia máxima que se permite a la portadora.

La *excursión o desviación de frecuencia* es el incremento (Δ) en + o -, que toma la frecuencia portadora al ser modulada respecto a dicha portadora sin modular.

Ancho de banda en FM

Al igual que en AM, el caso más sencillo de estudiar se refiere a la modulación de una portadora con una señal de BF de frecuencia única, y dentro de este caso el correspondiente a una señal de onda cuadrada, pues una onda de este tipo sólo tiene dos valores: el máximo y el nulo.

1.26 La moduladora es una onda cuadrada que provoca que la frecuencia portadora tenga dos valores de emisión.

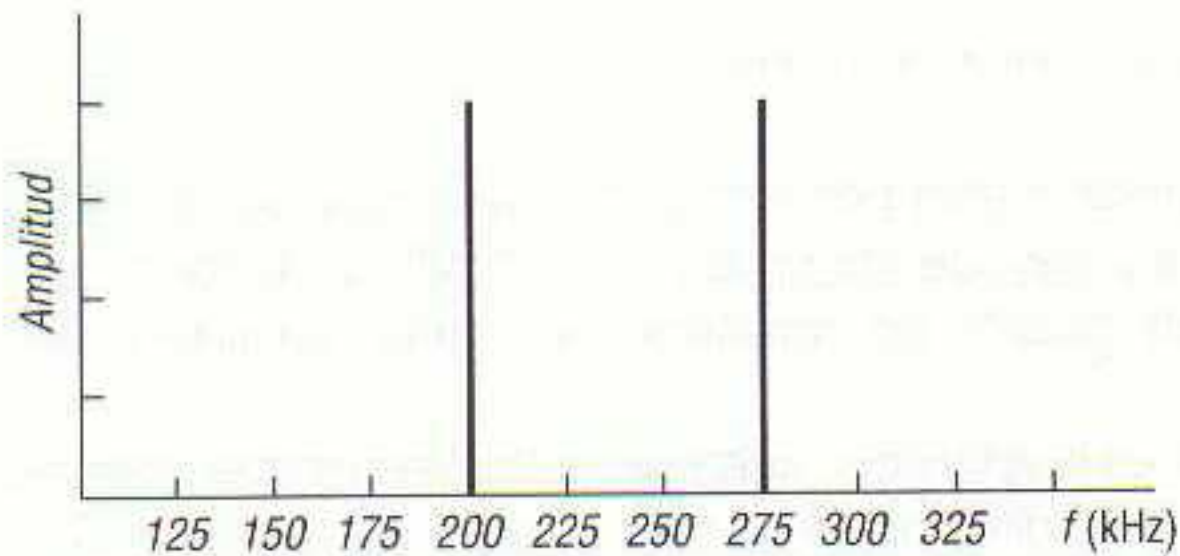


En la figura 1.26 se puede ver la forma de onda de una portadora de RF modulada en frecuencia por una señal de BF cuya forma de onda es cuadrada. En esta figura se puede comprobar que, por variar la amplitud de la moduladora (V_m) entre cero y un valor máximo positivo, la portadora (V_p) varía entre su valor nominal y un valor máximo sin pasar por valores intermedios, es decir, tiene dos valores de frecuencia.

En el caso de que la señal moduladora fuese una corriente alterna de forma cuadrada o rectangular, es decir, que variase entre un valor máximo negativo y un valor máximo positivo, la porta-

dora lo haría entre un valor de frecuencia por debajo de su valor nominal y un valor de frecuencia por encima de su valor nominal, sin que nunca estuviese presente, de forma continua, la frecuencia propia de la portadora.

De todas formas, tanto en uno como en otro caso siempre se tienen dos frecuencias de emisión, por lo que su espectro de frecuencia queda limitado a dos frecuencias (figura 1.27).

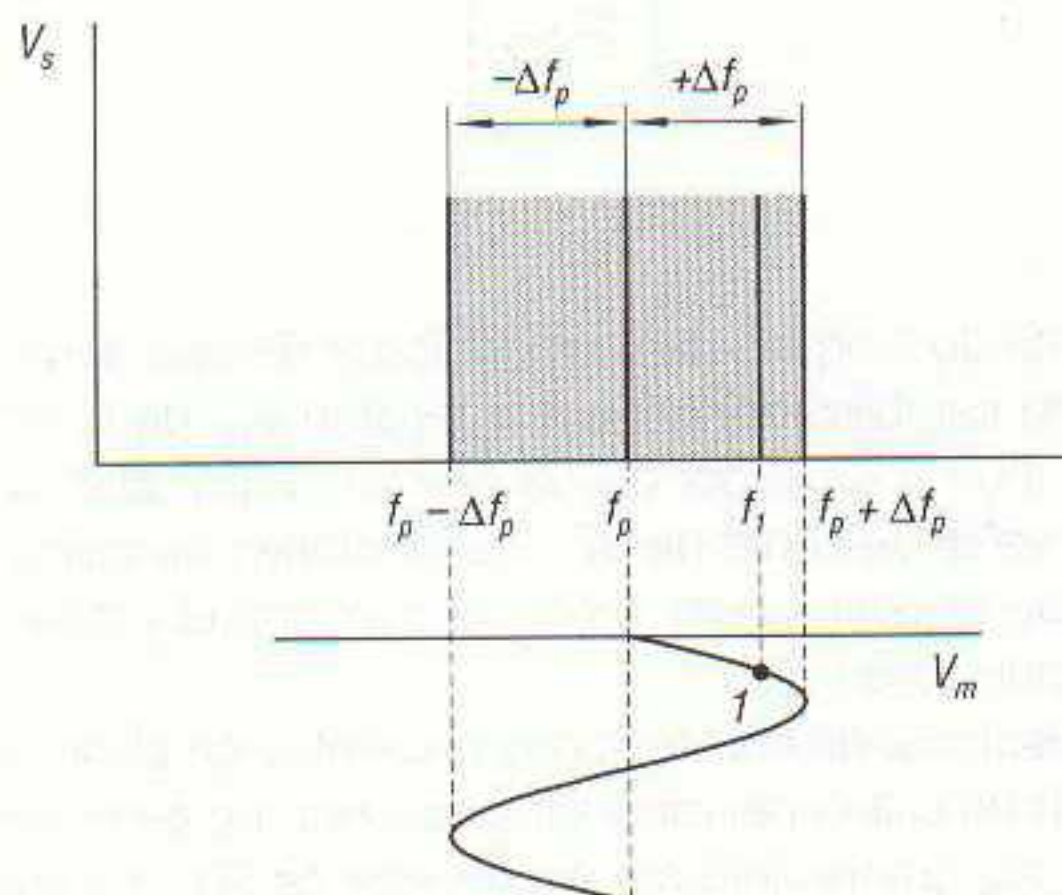


1.27 Espectro de frecuencias de una portadora modulada en frecuencia por una señal cuadrada.

Comparando la figura 1.27 con la del espectro de frecuencias de una señal de AM de una portadora modulada por una señal de audio de frecuencia única, se aprecia que mientras en AM se tiene una portadora y dos frecuencias laterales, es decir, tres frecuencias, en FM se tiene sólo una portadora y una frecuencia lateral, o bien dos frecuencias laterales sin presencia de la portadora, dependiendo ello, como se ha dicho, de cómo varíe la señal moduladora (que adquiera o no el valor 0 V).

Esto que se acaba de exponer determina una diferencia esencial, y muy importante, entre ambos sistemas de modulación en lo que se refiere a las bandas laterales, potencia emitida por el conjunto del espectro y potencia necesaria para producir la modulación.

Si se modula en frecuencia una portadora con una señal de audio real, el espectro de frecuencias es, lógicamente, más complejo, puesto que las señales de audio cambian continuamente de intensidad y de frecuencia. En este caso los cambios de frecuencia de la portadora son continuos, por lo que los ciclos difieren de los situados a cada lado. Como consecuencia las ondas generadas no son ni tan siquiera senoidales, sino que están estiradas o apretadas. Téngase presente que una señal de audio nunca es senoidal, pues contiene una gran cantidad de armónicos, por lo que estas fluctuaciones de amplitud provocan variaciones de la frecuencia de la portadora incluso durante instantes inferiores al tiempo de generación de una parte del ciclo.



1.28 En FM la frecuencia de la portadora cambia de valor según el valor instantáneo de la tensión moduladora (V_m) de BF.

En la figura 1.28 se ha dibujado lo que puede ser el espectro de frecuencias de una emisión en FM modulada por una señal de audio. La frecuencia de la portadora (f_p) aumenta o disminuye de valor según el valor instantáneo de la tensión moduladora V_m . La máxima desviación de la portadora

($\pm\Delta f_p$) se alcanza en los valores de cresta de la tensión V_m . Esta magnitud Δf_p se designa por *variación de frecuencia*.

En el caso de la radiodifusión de FM de alta calidad, la frecuencia máxima moduladora es de 15 kHz y el incremento máximo de la frecuencia portadora permitido por las leyes internacionales de radiodifusión es de 75 kHz. Como son dos las bandas laterales que se emiten, el ancho de banda máximo en una emisión de FM comercial es de:

$$B = 2 (\Delta f + f_m) = 2 (75 \text{ kHz} + 15 \text{ kHz}) = 180 \text{ kHz}$$

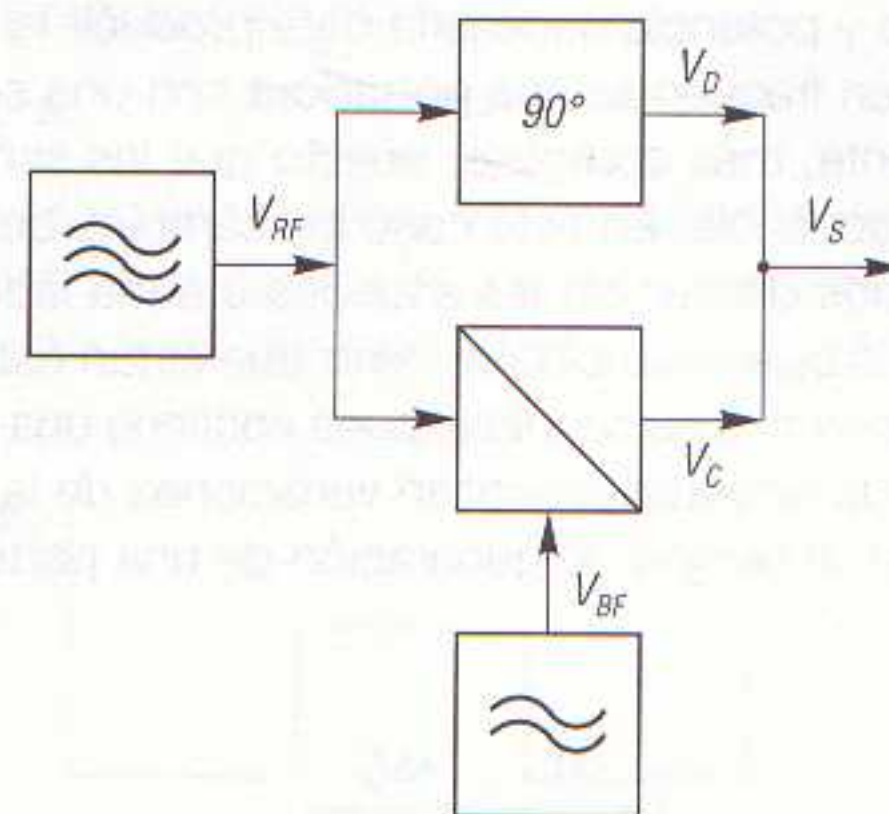
El ancho de banda es por tanto muy grande, razón por la cual las emisiones de radio en FM se efectúan con portadoras de frecuencia muy elevada (de unos 88 a 108 MHz), de forma que al repartirse este espectro de frecuencias sean muchas las emisoras que puedan emitirse dentro de él sin interferirse.

Una particularidad importante de la FM es la aparición, además de las frecuencias laterales $f_p - f_m$ y $f_p + f_m$, de otras frecuencias laterales que se diferencian de f_p en $\pm 2f_m$, $\pm 3f_m$, $\pm 4f_m$, ..., $\pm nf_m$.

Al modular una portadora con la voz o con música, es decir, con una señal compuesta de BF, no solamente aparece un sinnúmero de múltiplos de las frecuencias de modulación, sino también combinaciones de estos múltiplos y múltiplos de estas combinaciones. El número de estas frecuencias es, por tanto, infinitamente elevado.

Modulación de fase

La *modulación de fase*, abreviadamente PM (de *Phase Modulation*), está muy ligada a la modulación de frecuencia, de tal forma que una puede considerarse un caso especial de la otra.

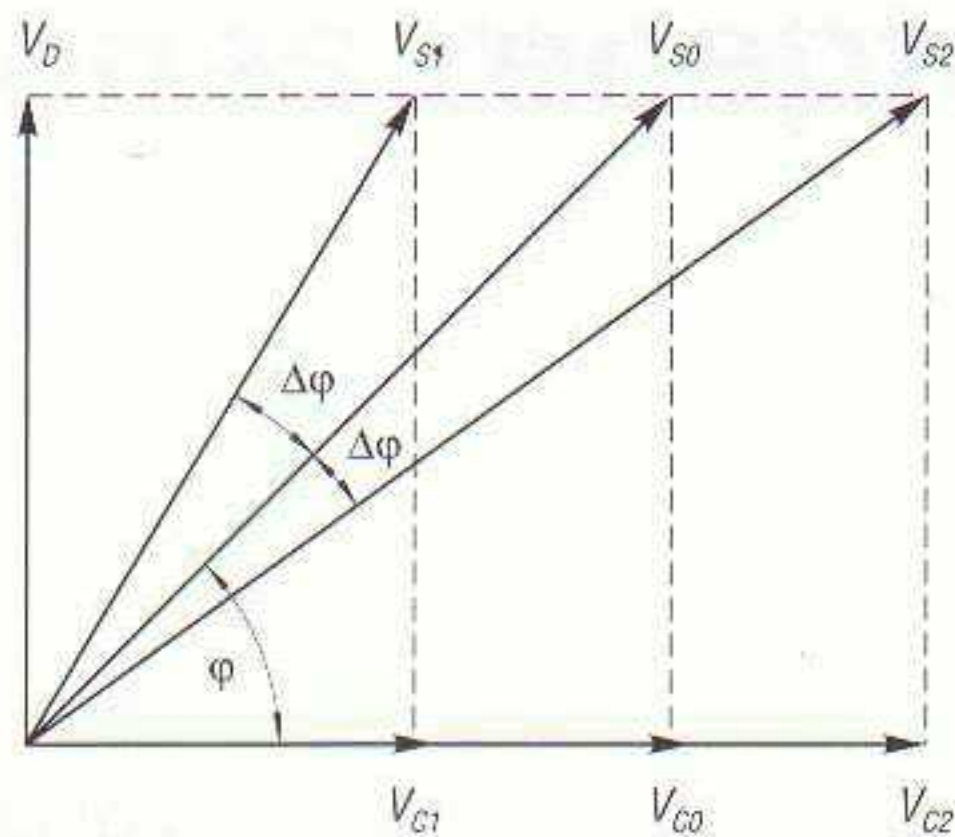


1.29 Esquema de bloques de un modulador de fase.

En la figura 1.29 se ha dibujado el esquema de bloques de un modulador de fase. Un oscilador de RF (que puede ser de cristal piezoeléctrico estabilizado) genera la tensión V_{RF} de la frecuencia portadora. Esta tensión se envía por un lado a un desfaseador que la gira 90° y, por otro, a un modulador donde se modula en amplitud por la señal de audio de BF. Las tensiones de salida V_D y V_C son luego compuestas nuevamente, con lo que se obtiene una señal cuya magnitud y fase con respecto a V_C depende de la amplitud de la moduladora V_{BF} .

En la figura 1.30 se muestra el diagrama vectorial de las tensiones presentes en el circuito de la figura 1.29. El vector V_{C0} representa la tensión de salida del modulador cuando no se le aplica tensión de BF. Esta tensión es igual a la tensión V_{RF} procedente del desfaseador de 90° . La suma vectorial de las dos tensiones es el vector V_{S0} con ángulo de fase φ .

Si en esta circunstancia se aplica al modulador una tensión de BF, de forma que la tensión de salida del mismo (V_C) quede modulada en amplitud, se obtienen las tensiones V_{C1} y V_{C2} (más pequeña o más grande que V_{C0}), por lo que también varía la magnitud de la tensión de salida V_S , así como el ángulo de fase φ .



1.30 Diagrama vectorial de tensiones del modulador de fase de la figura 1.29.

Como se ve, en este circuito se produce una modulación de fase y una modulación de amplitud; sin embargo, esta última puede eliminarse. Toda variación de fase lleva implícita una variación de la frecuencia. Así, si el ángulo de fase varía 360° en un segundo, la variación de frecuencia es de 1 Hz. Sin embargo, la diferencia con una modulación de frecuencia estriba en que mientras que en ésta la intensidad de modulación es proporcional a Δf , en la modulación de fase la intensidad de modulación es proporcional a $\Delta\phi$.

Para finalizar diremos que tanto en la modulación de frecuencia como en la modulación de fase se necesitan variaciones de frecuencia o de fase relativamente elevadas, las cuales no pueden conseguirse en el paso modulador, pero sí se logran con el empleo de escalones multiplicadores de frecuencia.

Antenas receptoras

INTRODUCCIÓN

Recibe la denominación de *antena receptora* toda varilla o hilo metálico que tenga por misión captar las ondas radioeléctricas, emitidas por una emisora, y conducirlas al circuito receptor.

La antena es, sin duda, uno de los puntos clave para la buena recepción de las señales radioeléctricas. Existe la creencia, entre los no profesionales, que basta con adquirir un buen receptor de radio para que la recepción sea buena, cuando lo cierto es muy distinto: un receptor de calidad media pero con una buena antena puede superar en calidad de recepción a otro de calidad muy superior pero cuya antena sea deficiente.

Las antenas pueden clasificarse de muy diversas formas. Por ejemplo: por la frecuencia de la onda que deben recibir, por la clase de receptor (radio o TV), por su situación (exteriores o interiores), etc. De las clasificaciones dadas la que más interesa al profesional es la citada en primer lugar, ya que las dimensiones de una antena guardan estrecha relación con la frecuencia de la señal que han de recibir.

La antena debe colocarse lo más alta y libre posible, es decir, lo más alejada que se pueda de otras antenas y obstáculos tales como edificios, árboles, torres de tendido eléctrico, etc. Esta regla no siempre se puede cumplir en su primera parte, pero se ha de procurar respetar en su segunda parte. Efectivamente, está demostrado que la libre propagación de las ondas radioeléctricas queda perturbada por la reflexión en objetos situados en las inmediaciones de la antena o la absorción por parte de éstos. Por este motivo, generalmente, es necesario situar la antena en la parte más alta de los edificios. Esto supone, en la mayoría de los casos, la utilización de una línea de antena (cables de conexión de la antena al aparato receptor) de considerable longitud. Rara vez se puede prescindir de esta línea, como ocurre en los aparatos radiorreceptores portátiles, los cuales llevan la antena incorporada.

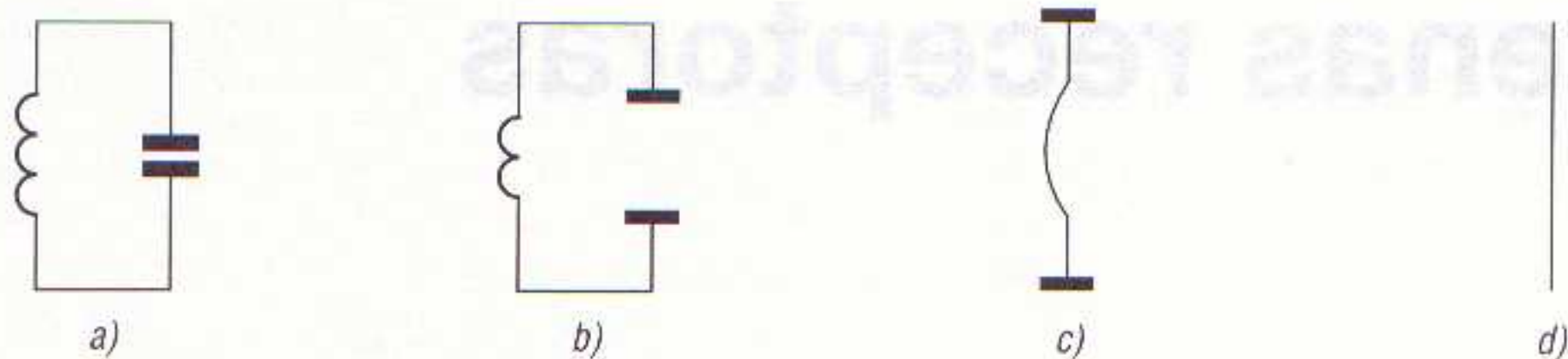
Al objeto de que la línea transmita la mayor energía posible, debe tener unas pérdidas mínimas y estar adaptada en sus dos extremos; es decir, que la impedancia de la línea sea igual a la de la antena y a la de entrada de antena del receptor.

EL CIRCUITO OSCILANTE ABIERTO

Para comprender el funcionamiento de una antena supóngase un circuito oscilante, como el de la figura 2.1, cuya frecuencia de resonancia viene dada por la *fórmula de Thomson*:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

Si a este circuito se le separan las placas del condensador y se estiran las espiras de la bobina (figuras 2.1b y 2.1c), la capacidad y la inductividad se reducen, lo que implica un aumento de su frecuencia de resonancia. Siguiendo por este camino, se obtiene un trozo de conductor recto (figura 2.1d) que, aunque ofrece poco parecido con un circuito oscilante, tiene las mismas propiedades que éste. La frecuencia de resonancia de este hilo conductor es considerablemente mayor que la

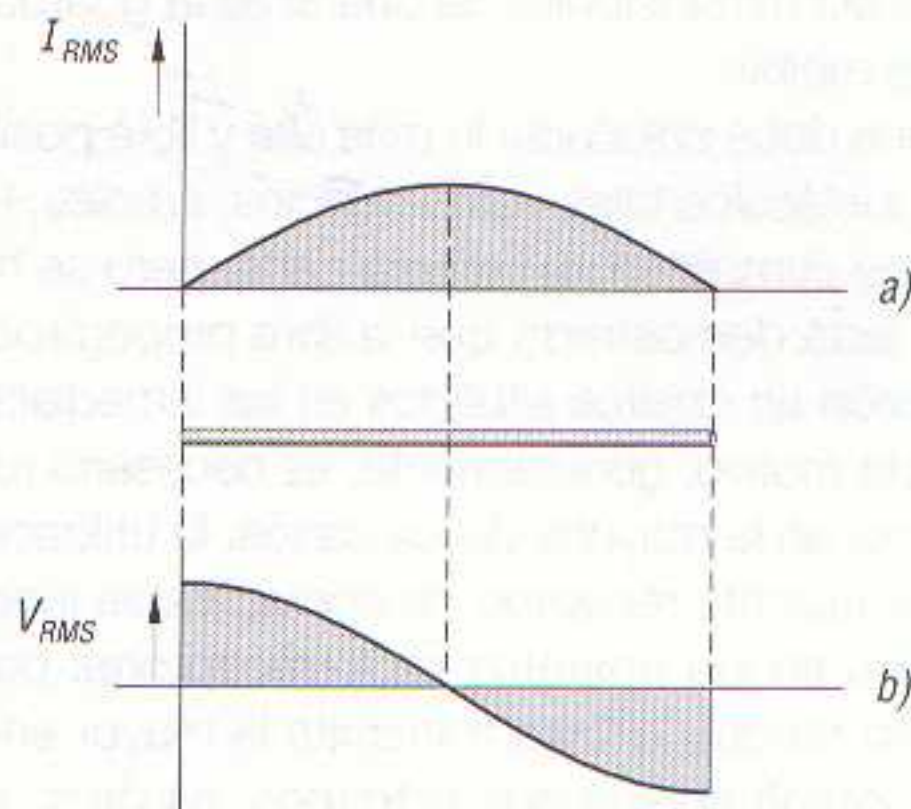


2.1 Si se separan las placas del condensador y se estiran las espiras de la bobina de un circuito oscilante se llega finalmente a un trozo de conductor rectilíneo que tiene las propiedades de un circuito oscilante y que se denomina dipolo.

del circuito oscilante LC original. La capacidad y la inductancia están desde luego presentes, pero se reparten a lo largo del conductor. La frecuencia de resonancia de tal circuito oscilante depende ahora sólo de su longitud. Todo circuito oscilante constituido por un trozo de conductor rectilíneo recibe el nombre de *dipolo*. El dipolo constituye la antena de todo receptor y su longitud está íntimamente vinculada con la frecuencia de la señal que se desea recibir.

Supóngase ahora un conductor metálico en el que estén presentes electrones. Como, según se ha expuesto en líneas anteriores, un conductor de estas características es un circuito oscilante abierto, los electrones se moverán continuamente de un lado a otro del dipolo. En el centro del conductor la intensidad de corriente eléctrica alcanza su valor máximo, disminuyendo a medida que los electrones se aproximan a los extremos. Por el contrario, la tensión entre las partículas eléctricas adquiere su valor máximo en los extremos, disminuyendo a medida que nos acercamos al centro.

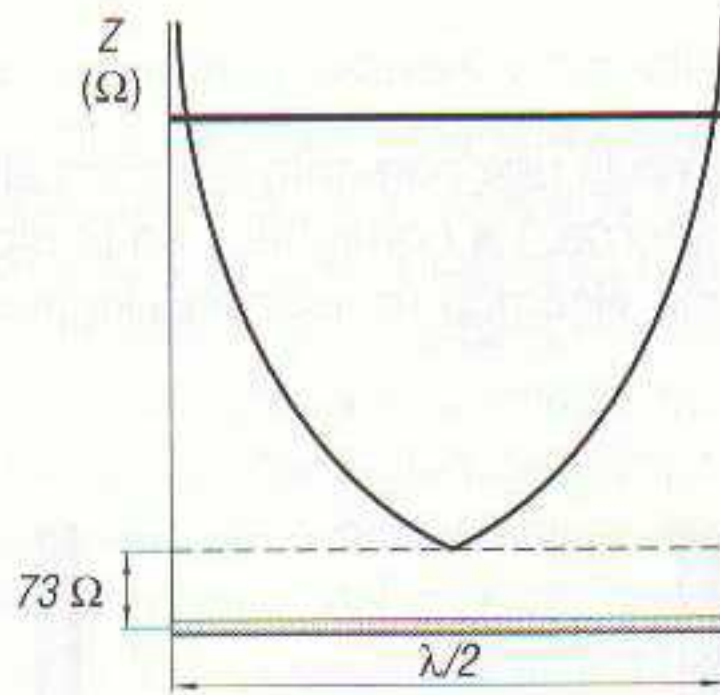
2.2 Distribución de la corriente y tensión eficaces a lo largo de un dipolo de $1/2$ de la longitud de onda.



La figura 2.2 representa la distribución de la corriente y la tensión a lo largo del dipolo en un instante dado. Observe que la polaridad en un extremo del dipolo es de signo opuesto al del otro extremo. A lo largo de la antena se distribuye un semiciclo de la corriente alterna, es decir, la longitud del dipolo coincide con la longitud de un semiciclo de la c.a. de la señal de radiofrecuencia que reciba, razón por la cual este dipolo recibe el nombre de *dipolo de media longitud de onda*, o *antena de media longitud de onda*.

IMPEDANCIA DE LA ANTENA

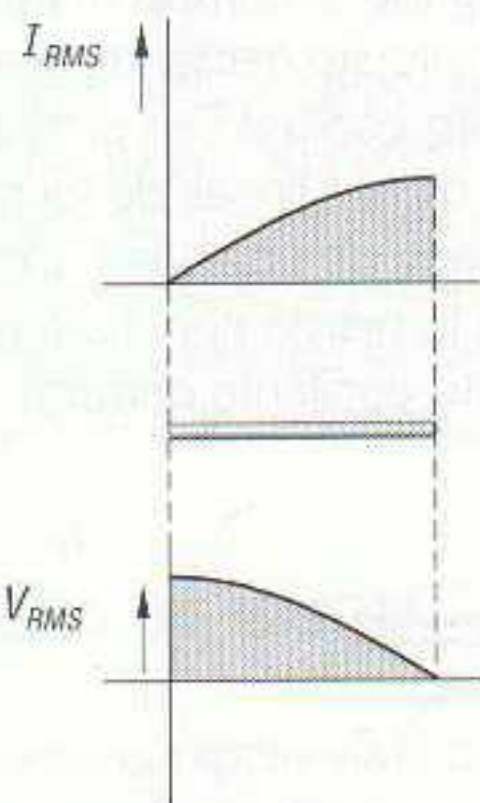
El dipolo, como circuito oscilante LC que es, posee una frecuencia propia de resonancia. Existe, pues, una *impedancia*, u oposición al paso de la c.a., en cada uno de sus puntos y a lo largo de su longitud. Esto puede verse fácilmente comparando los valores de tensión y corriente distribuidas a lo largo del dipolo de la figura 2.2. Puesto que la impedancia de cualquier circuito eléctrico es igual al cociente de la tensión por la corriente, se puede construir la curva de impedancia de la figura 2.3.



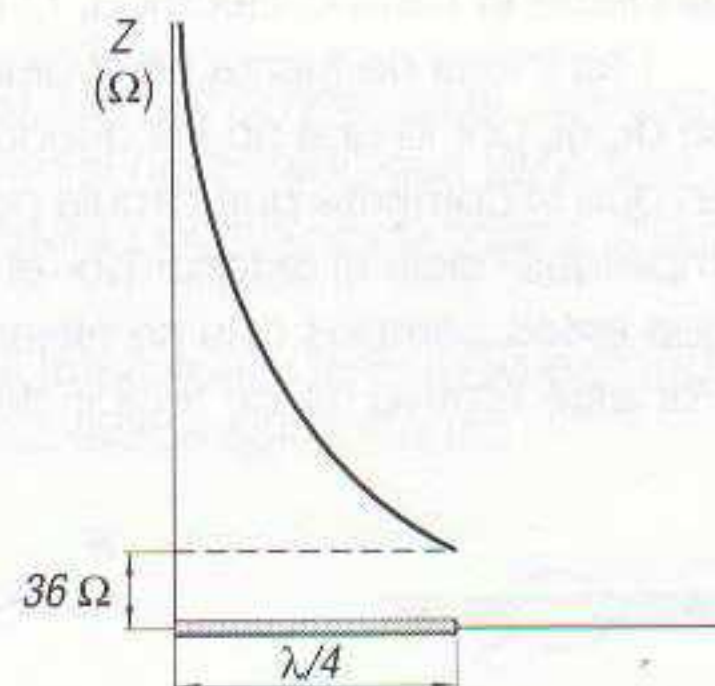
2.3 Curvas de impedancia de una antena dipolo de media longitud de onda.

La impedancia más baja se tiene, lógicamente, donde la corriente es más alta, puesto que un valor elevado de corriente supone un valor pequeño de impedancia. La impedancia más baja del dipolo se tiene justo en el centro geométrico del mismo. Por las mismas consideraciones, la impedancia más alta del dipolo se obtiene en sus extremos, pues es allí donde la intensidad de corriente adquiere los valores nulos.

Las figuras 2.2 y 2.3, de distribución de tensión, corriente e impedancia, corresponden a un dipolo cuya longitud es igual a 1/2 de la longitud de onda de la frecuencia de resonancia. En el caso de dipolos de 1/4 de la longitud de onda, las curvas anteriores se distribuyen tal y como se indican en las figuras 2.4 y 2.5.



2.4 Distribución de la corriente y tensión eficaces a lo largo de un dipolo de 1/4 de la longitud de onda.



2.5 Curva de impedancia de una antena dipolo de 1/4 de la longitud de onda.

La distribución de tensión y corriente a lo largo de una antena en el espacio libre (situación teórica) depende de que sea o no resonante a la frecuencia de la energía recibida. Dado que resulta totalmente imposible aislar por completo la antena de tierra, objetos circundantes, etc., la distribución de la tensión y corriente varía por los efectos inductivos y capacitivos introducidos. Esto, a su vez, hace variar los valores de impedancia a lo largo de la longitud de la antena.

El valor de la impedancia en el centro de un dipolo cuya longitud física sea 1/2 de la longitud de onda de la frecuencia de resonancia es de 73Ω , mientras que en sus extremos alcanza unos 2.400Ω .

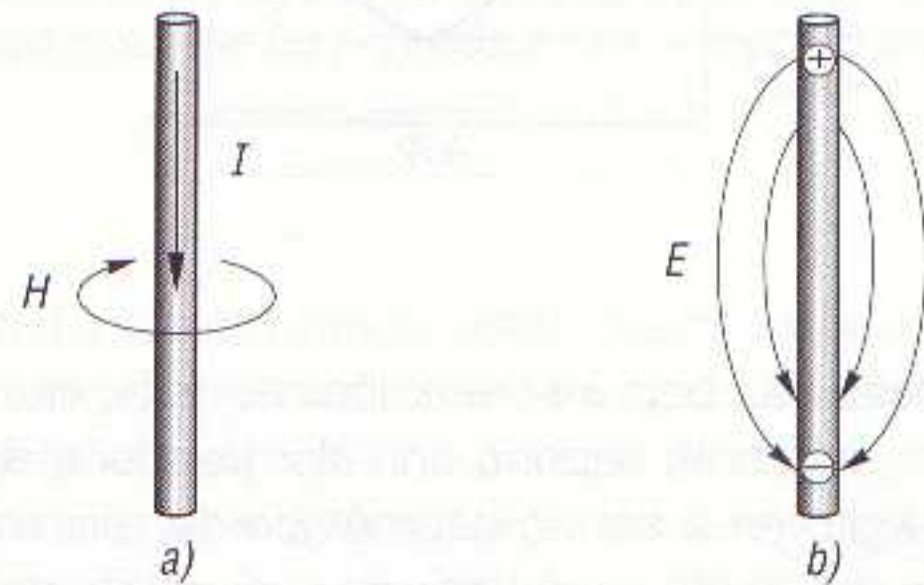
En el caso de antenas cuya longitud sea 1/4 de la longitud de onda recibida, la impedancia en el extremo de máxima corriente es de unos 36Ω , mientras que en el extremo opuesto (el de máxima tensión y mínima corriente) la impedancia alcanza los 4.800Ω aproximadamente.

Entre los posibles puntos de toma de señal de una antena, se elige como idóneo aquel cuya impedancia sea igual a la de entrada de antena del receptor, con el fin de lograr la máxima transferencia de energía del emisor a la antena o de la antena al receptor.

INTENSIDAD DE CAMPO ELÉCTRICO

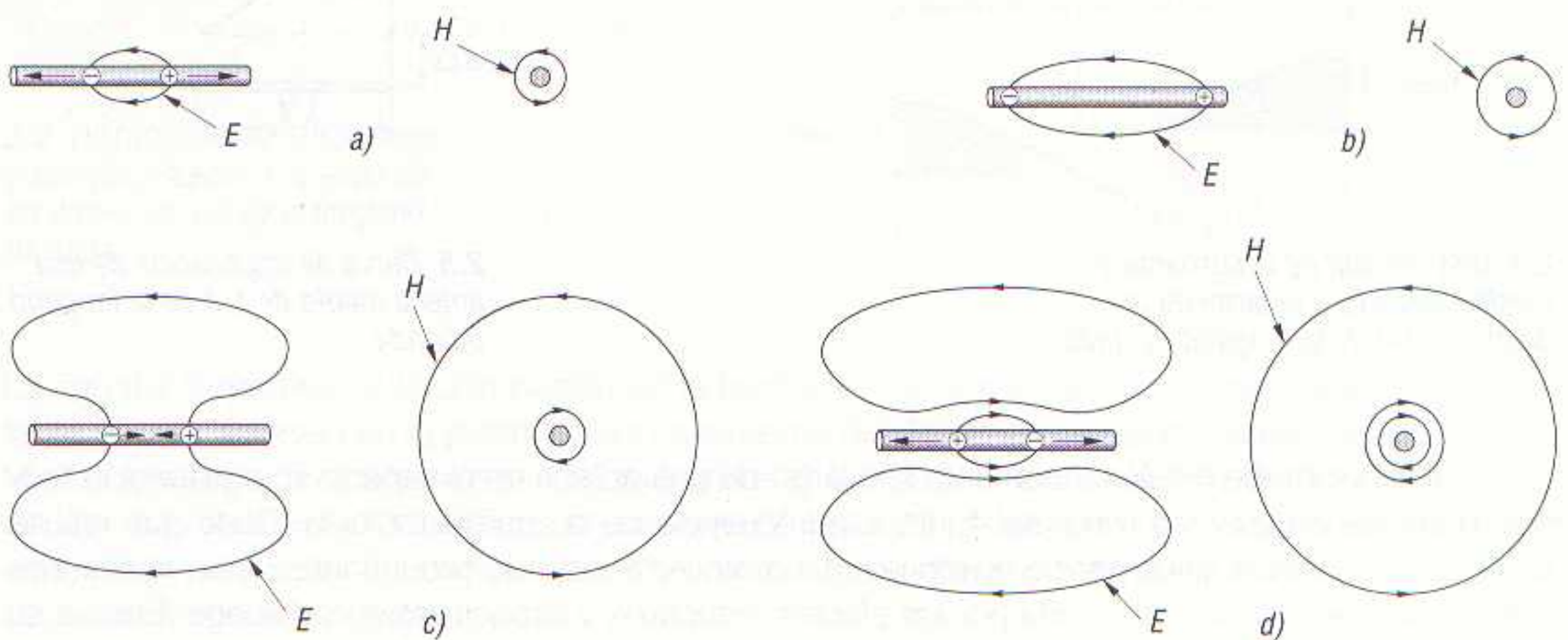
Recordemos que por un circuito oscilante abierto circula una corriente eléctrica alterna y que entre los dos extremos del dipolo se forma una tensión alterna. La corriente I en el dipolo engendra un campo magnético anular H (figura 2.6a) y la tensión eléctrica un campo eléctrico E en forma de huso (figura 2.6b).

2.6 a) Campo magnético anular H engendrado en un dipolo por la corriente I . b) Campo eléctrico E engendrado en el dipolo por la tensión.



Aquí encontramos una diferencia fundamental entre el dipolo, o circuito oscilante abierto, y el circuito oscilante cerrado: en el circuito oscilante cerrado se forman campos magnéticos y eléctricos que devuelven la energía al circuito, de forma que en el caso ideal no tiene lugar pérdida alguna de energía; en el circuito oscilante abierto no están las placas del condensador en donde pueda extenderse el campo eléctrico, ni las espiras de la bobina a las que está ligado el campo magnético.

Las líneas de fuerza en el dipolo se extienden principalmente fuera del circuito oscilante, alejándose de él, por lo que no les queda tiempo para devolver su energía al circuito oscilante en el momento en que la corriente que circula por él o la tensión sean nulas. Al contrario, dichas líneas de fuerza son impelidas hacia el exterior por el nuevo campo que, entretanto, ha cambiado de polaridad. Debido a que estos campos que se alejan contienen energía, el circuito oscilante la pierde constantemente. Por este motivo ha de recibir de forma continua energía desde un circuito oscilante cerrado.



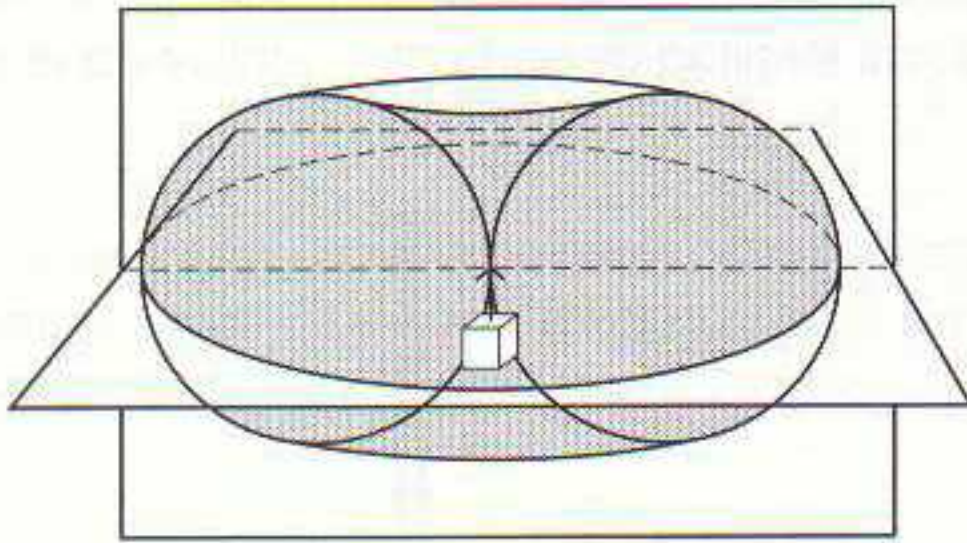
2.7 Formación del campo eléctrico E y del magnético H durante una semioscilación de la corriente alterna que circula por el dipolo.

En las figuras 2.7a a 2.7d se puede ver de forma gráfica la formación del campo eléctrico E y del campo magnético H durante una semioscilación. Las líneas de fuerza del campo eléctrico E tienen su origen en las cargas positivas y finalizan en las negativas. En el momento que las cargas se equilibran, las líneas de fuerza quedan estranguladas, desprendiéndose del dipolo en forma parecida a como una burbuja de jabón se desprende de una pajita. En la próxima separación de cargas aparece de nuevo una serie de líneas de fuerza alrededor del dipolo, esta vez con sentido opuesto al anterior (figura 2.7d).

La intensidad de campo eléctrico, y con ella la energía radiada por la antena, disminuye a medida que nos alejamos de dicha antena. Esto se comprende fácilmente ya que la energía va «diluyéndose» a medida que la onda se propaga por el espacio.

La unidad de medida de la intensidad de campo eléctrico es el voltio por metro (V/m), por lo que si a una distancia de 20 km de la antena emisora el valor de la intensidad de campo es, por ejemplo, $E = 100$ mV/m, a 80 km vale 25 mV/m, es decir, una cuarta parte (pues 80 km es cuatro veces 20 km), y a 100 km la intensidad de campo será de tan sólo 20 mV/m (la quinta parte).

Al medir la intensidad de campo eléctrico en las inmediaciones de una antena dipolo, se observa que todos aquellos puntos del espacio que tienen la misma intensidad de campo, eléctrico son equidistantes de la antena. Enlazando todos los puntos de igual valor de intensidad de campo, se obtiene un círculo cuyo centro es la antena emisora. Una curva de este tipo recibe el nombre de *característica radial*.



2.8 Características radiales horizontal y vertical de una antena dipolo vertical.

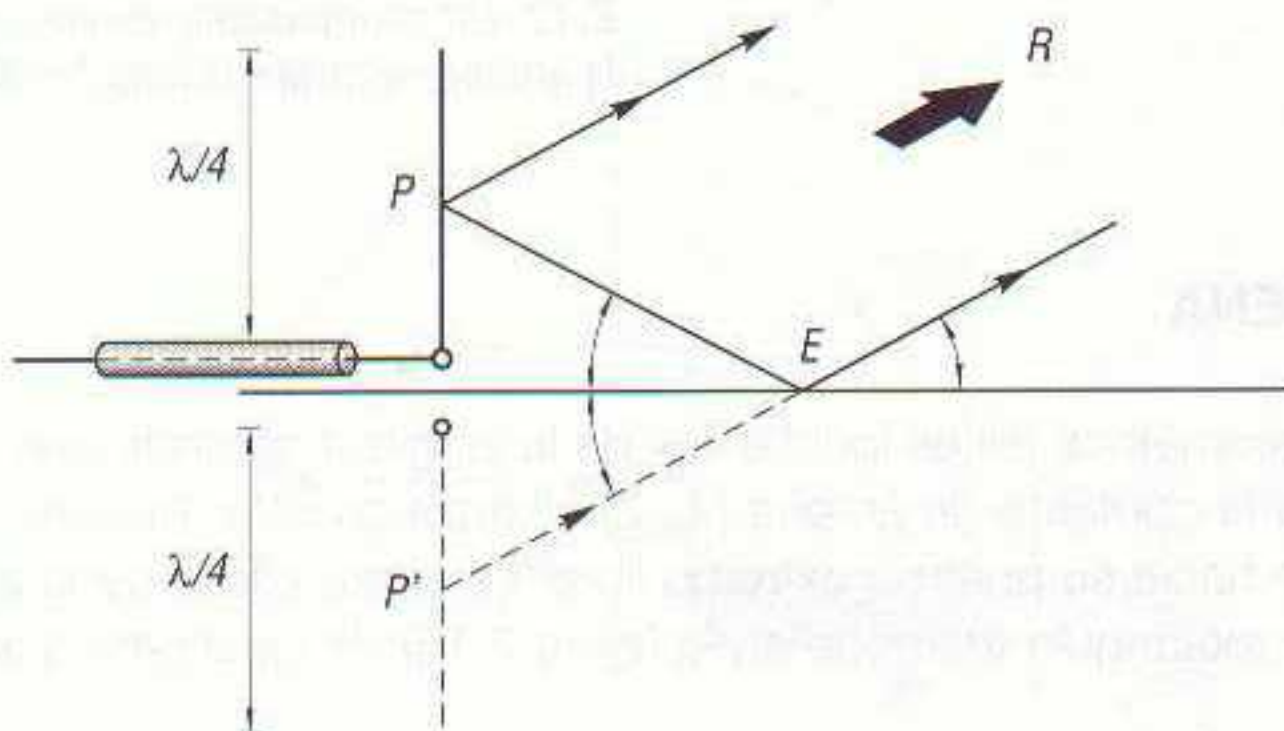
Una antena, sin embargo, radia en todas direcciones (figura 2.8). Un plano horizontal que corte a esta figura por su centro origina una línea llamada *característica radial horizontal*, que tiene forma de círculo cuyo centro es la antena. Un plano vertical que corte a la figura por su centro origina una línea llamada *característica radial vertical*, y tiene forma de 8.

Todos los puntos situados en la vertical de la antena tienen una intensidad de campo eléctrico cero, por lo que todo receptor que se encuentre en dicha vertical no recibe señal alguna.

ANTENA DE BARRA

De la antena dipolo vertical se obtiene la *antena de barra*, la cual está constituida por media antena dipolo y, por lo tanto, tiene una longitud igual a la cuarta parte de la longitud de onda que se desea recibir. Colocando la antena de barra sobre una superficie conductora, ésta actúa como un espejo para las ondas radioeléctricas. La onda reflejada sustituye, en cierto modo, a la producida por la otra mitad de la antena dipolo.

Esto que se acaba de exponer queda reflejado en la figura 2.9. En esta figura se supone que desde el punto P de la antena de barra se emite energía hacia todos los puntos del espacio. Para



2.9 El rayo procedente del punto P se refleja en el punto E de la superficie conductora, por lo que ésta hace las funciones de la otra mitad del dipolo.

nuestro estudio consideraremos sólo dos rayos de los emitidos desde el punto P de la figura 2.9: uno el que se dirige hacia el distante punto receptor R , y el segundo el que se dirige hacia tierra (representada por una línea horizontal continua) y que es reflejado en el punto E , dirigiéndose asimismo hacia R . Para el aparato receptor todo parece como si este segundo rayo procediera de un punto P' situado bajo la superficie de tierra, a igual distancia de la superficie que el punto P de la antena; es decir, el punto P' es la imagen por reflexión de P . Las antenas de barra son utilizadas, por ejemplo, en los automóviles, donde el techo del vehículo actúa como superficie reflectora.

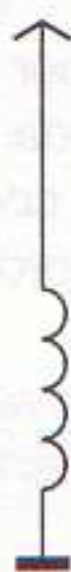
Así como en los aparatos emisores la longitud de la antena de barra es igual a un cuarto de la longitud de onda de la frecuencia emitida, siendo esta longitud normalmente invariable dado que a cada emisora se le asigna una frecuencia de emisión de valor fijo, en los receptores la cosa se complica, ya que éstos suelen estar diseñados para recibir señales procedentes de diversas emisoras, es decir, han de recibir señales con diferentes longitudes de onda. Para solucionar este problema se recurre a antenas de barra formadas por varios miembros, que se introducen unos dentro de otros telescópicamente, constituyendo las llamadas *antenas telescópicas* (figura 2.10). Con este sistema es posible ajustar la longitud de la antena a la longitud de onda de la emisora que se desea recibir.



2.10 Antena telescópica, muy utilizada en radiorreceptores portátiles.

Otro sistema para ajustar la longitud de la antena a la longitud de onda de la emisora consiste en conectar, en serie con la antena, una bobina (figura 2.11), con lo cual se «alarga».

O bien conectar un condensador en serie con la antena (figura 2.12), en cuyo caso se «acorta» la longitud de la antena.



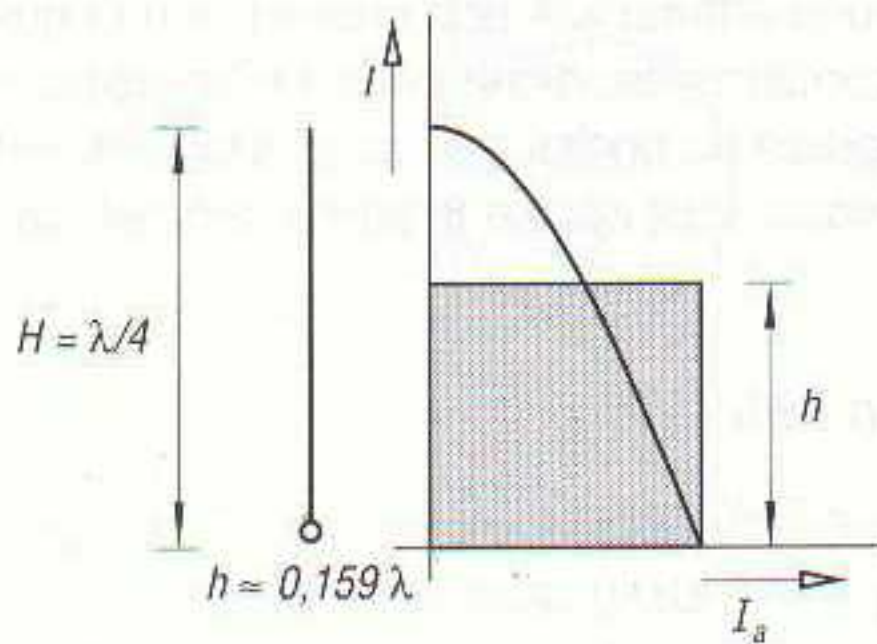
2.11 Una bobina en serie con la antena «alarga» la longitud de ésta.



2.12 Un condensador en serie con la antena «acorta» la longitud de ésta.

ALTURA EFICAZ DE UNA ANTENA

Sea una antena vertical cuya altura geométrica (H) es igual a $1/4$ de la longitud de onda que ha de recibir (figura 2.13). El valor eficaz de la corriente de antena (I_{RMS}) alcanza su valor máximo al pie de ésta y disminuye progresivamente hacia su punta o extremo libre. La altura eficaz de la antena viene dada por la altura que tiene un rectángulo (tramado en la figura 2.13) de igual base y superficie que la curva de intensidad.

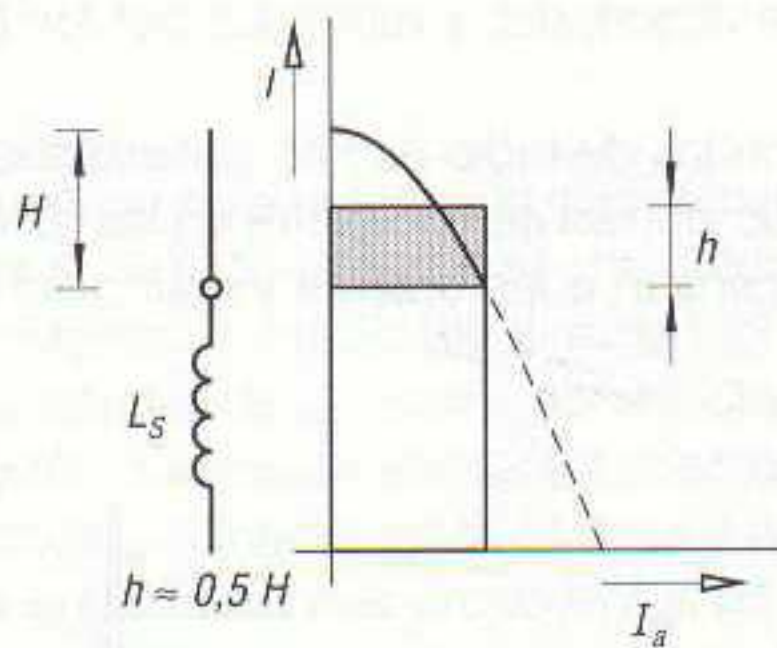


2.13 Curva de distribución de corriente en una antena vertical de altura H igual a $1/4$ de la longitud de onda.

Entre la altura geométrica H y la altura eficaz h de una antena $\lambda/4$ existe la relación:

$$h = \frac{2}{\pi} H = \frac{2}{\pi} \frac{\lambda}{4} \approx 0,159 \lambda$$

Consideremos ahora una antena de barra corta formada por la parte superior de una antena $\lambda/4$ y una bobina alargadora L_S . La curva de distribución de la corriente en esta antena es la que se muestra en la figura 2.14.

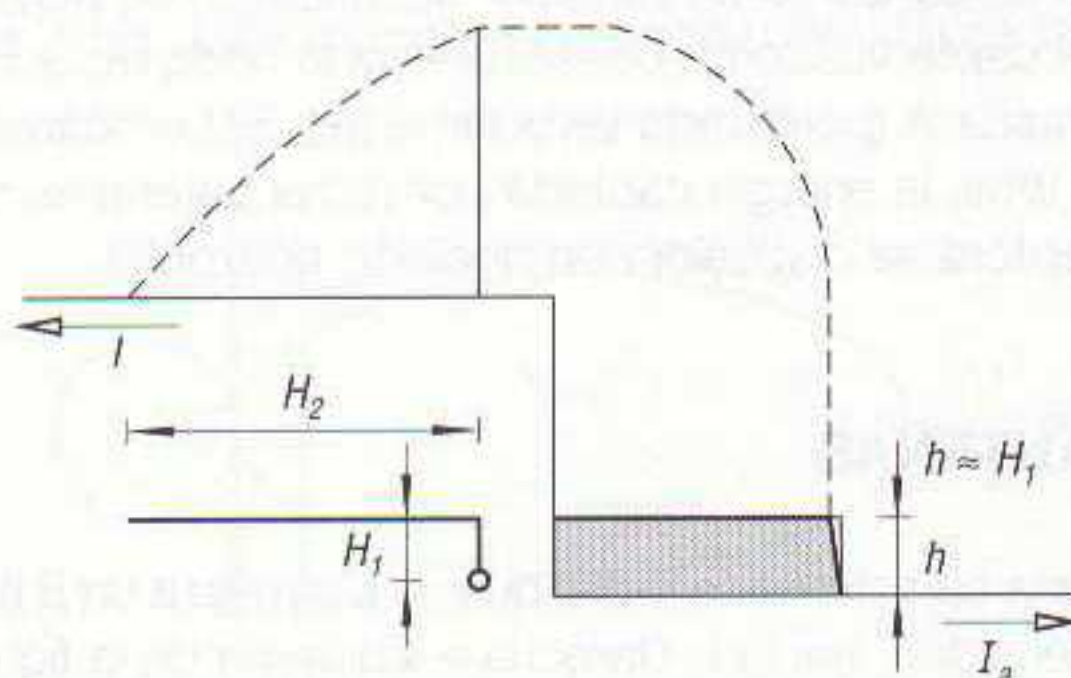


2.14 Curva de distribución de corriente en una antena vertical de altura H igual a $1/4$ de la longitud de onda y una bobina alargadora L_S en serie con ella.

La corriente en la bobina es constante, mientras que en la antena va disminuyendo progresivamente según la repartición de la figura 2.13. Convirtiendo nuevamente la superficie obtenida en un rectángulo tramado, se obtiene la altura eficaz h de esta antena, la cual resulta ser casi igual a la mitad de la altura geométrica, es decir,

$$h \approx 0,5 H$$

Consideremos finalmente una antena L , muy utilizada en los primeros tiempos de la radio, formada por una parte vertical H_1 y una parte horizontal H_2 (figura 2.15). En esta antena debe imagi-



2.15 Curva de distribución de corriente en una antena L .

narse la parte horizontal H_2 como la punta de una antena $\lambda/4$ doblada 90° . En lo que respecta a la recepción de una onda que se propague horizontalmente, dicha parte no participa en la recepción de la señal, sirviendo únicamente para la recepción de ondas que se propaguen verticalmente.

La altura eficaz h de la antena es, en este caso, casi igual a la altura geométrica H_1 , por lo que se tiene la igualdad:

$$h \approx H_1$$

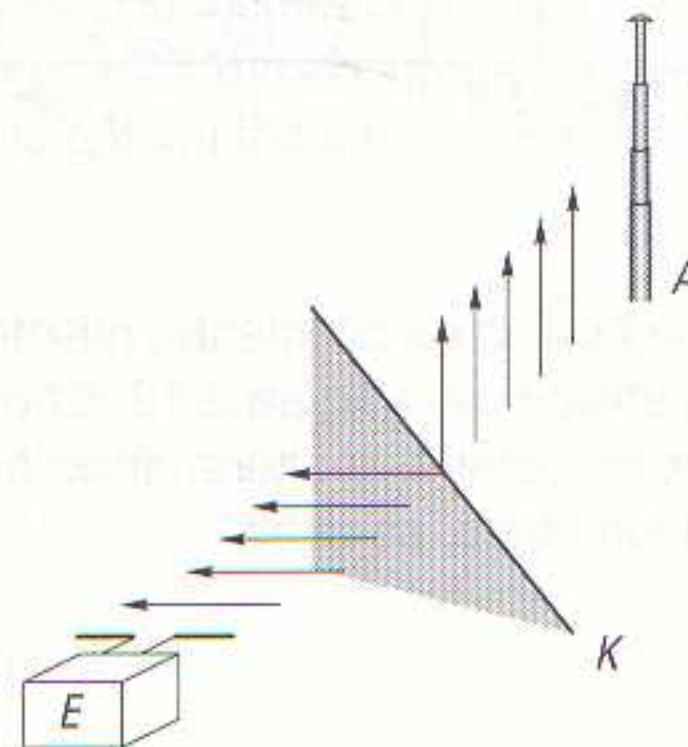
POLARIZACIÓN DE LA ANTENA

La intensidad de campo eléctrico tiene la misma dirección que la antena. Si la antena emisora es vertical las líneas de fuerza eléctrica son también verticales, hablándose en tal caso de *polarización vertical*. Para la recepción de una onda polarizada verticalmente se necesita, pues, una antena vertical. Dado que una antena vertical radia uniformemente en todas direcciones, resulta la más apropiada para la radio, pues las señales emitidas por ella podrán ser captadas por cualquier aparato de radio situado en un punto cualquiera alrededor de la antena, salvo si se situara encima o debajo de ella, tal y como ya se ha dicho antes.

Sin embargo, para las ondas ultracortas (emisión en FM) se utiliza la *polarización horizontal*. El motivo de esto estriba en el hecho de que la polarización horizontal proporciona menor nivel de ruidos y perturbaciones espúreas, así como un mayor alcance en la transmisión. Por otro lado, las ondas polarizadas verticalmente son fuertemente absorbidas y reflejadas por los obstáculos existentes entre emisor y receptor.

La explicación de por qué es posible captar ondas de radio de FM, polarizadas horizontalmente, con una antena vertical de un receptor de radio portátil se encuentra en las reflexiones y refracciones de las ondas de radio al alcanzar en su camino a los objetos y edificaciones, lo cual lleva consigo un giro de la polarización (figura 2.16).

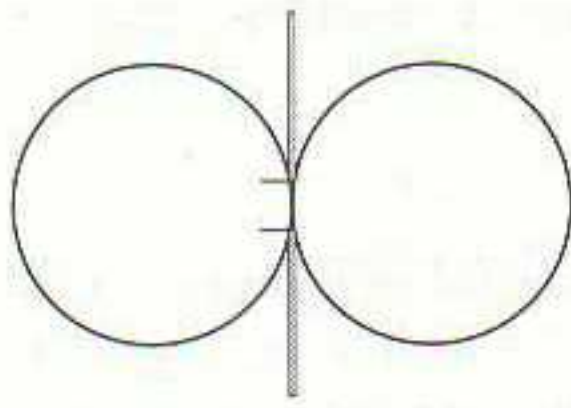
2.16 La emisora E transmite con polarización horizontal; sin embargo, la antena vertical del automóvil la capta gracias al giro de 90° que le proporcionan a la onda las reflexiones y refracciones en los bordes metálicos del automóvil.



Efectivamente, las ondas emitidas por la antena emisora E (polarizada horizontalmente) alcanzan el obstáculo inclinado K . Este objeto actúa como un radiador secundario, es decir, que radia en distinta dirección una parte de la onda captada. Como consecuencia la onda radiada por él varía su polarización y es captada por la antena A (polarizada verticalmente). Sin embargo, debido a que la dirección de la polarización no es total, la energía captada por dicha antena es mucho menor de lo que podría ser si la antena receptora se dispusiera en posición horizontal.

EFEECTO DIRECCIONAL DE LAS ANTENAS

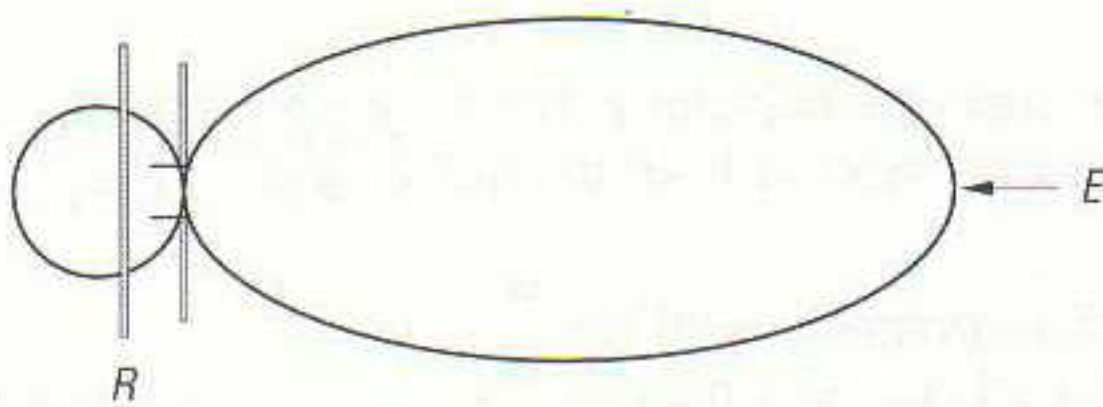
Se ha dicho que una antena dipolo tiene una característica radial que se asemeja a un 8 (figura 2.17). La antena radia, pues, con la máxima intensidad, hacia la derecha e izquierda de la figura.



2.17 Característica radial horizontal de una antena dipolo.

De igual forma, en el caso de una antena dipolo receptora, ésta capta con la máxima intensidad las señales procedentes de la derecha o izquierda, ya que toda antena tiene siempre propiedades emisoras y receptoras.

Si se coloca paralelamente al dipolo un varilla metálica R que no esté eléctricamente unida a éste, es decir, sin que lo toque y sin que exista ningún cable o elemento metálico que comunique la varilla R con el dipolo, ésta hace las funciones de *reflector* (figura 2.18).



2.18 Característica radial horizontal de una antena dipolo dotada de un elemento reflector R .

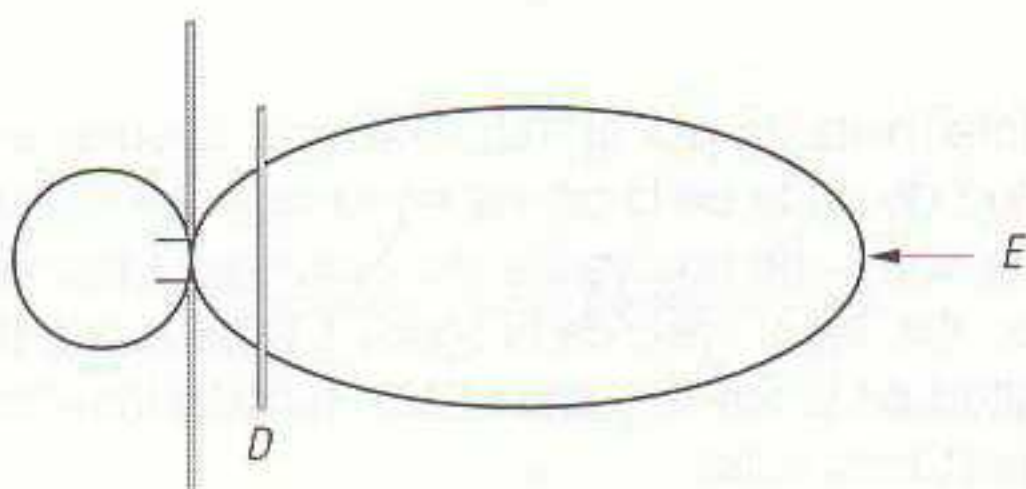
Con esta disposición se deforma la característica radial de la antena, alargándose por un lado y acortándose por el otro. Si se trata de una antena receptora, ésta captará mejor las señales procedentes de la derecha y empeorará la recepción de las señales procedentes de la izquierda.

En resumen, añadiendo un elemento reflector a la antena, ésta se hace direccional, es decir, mejora la recepción cuando se encuentra orientada hacia una determinada dirección.

A grandes rasgos, el funcionamiento de una antena dipolo receptora dotada de un elemento reflector es como sigue: las ondas procedentes de la emisora E inducen en el dipolo y en el reflector sendas corrientes. Toda antena que sea recorrida por una corriente inducida se convierte en antena emisora, radiando parte de la energía de RF recibida. El dipolo capta así no sólo la onda procedente de la emisora, sino también la radiada nuevamente por el elemento reflector. El reflector capta a su vez dos radiaciones, una procedente de la emisora y otra procedente del dipolo, surgiendo así una diferencia de fase entre las corrientes inducidas. Como consecuencia de todo ello, para las ondas procedentes de E las corrientes que se inducen en el dipolo se suman, mientras que para las ondas procedentes de la dirección opuesta las corrientes que se inducen en el dipolo se anulan casi totalmente.

El elemento reflector R es algo más largo que el dipolo, es decir, está ajustado o sintonizado a una frecuencia de resonancia algo inferior a la del dipolo (figura 2.18). Esto se hace así con el fin de que la tensión y la corriente tengan distinta fase.

Otro sistema de obtener un efecto direccional de la antena es colocar frente al dipolo, entre éste y la emisora, un elemento algo más corto que la antena dipolo, que recibe el nombre de *director* (D de la figura 2.19). Este elemento en cierto modo dirige las ondas hacia el dipolo.



2.19 Característica radial horizontal de una antena dipolo dotada de un elemento director D entre él y la emisora.

A una antena dipolo se le puede equipar con muchos directores, obteniéndose así una antena de varios elementos o *antena Yagi*.

Relación antero-posterior

Expresa el efecto direccional de una antena. Para obtener esta relación se mide la tensión de recepción cuando la antena está dirigida exactamente hacia el emisor. A continuación se gira la antena 180° y se mide de nuevo la tensión de recepción. La relación entre estas dos tensiones es la llamada *relación antero-posterior*.

En una antena dipolo sin ningún elemento añadido (ni reflector ni director), la relación antero-posterior es de 1:1, puesto que la característica de radiación o recepción es idéntica en las dos direcciones. En un dipolo dotado de elemento reflector la relación antero-posterior es de, aproximadamente, 3:1, y en un dipolo con reflector y director, de 6:1.

La relación antero-posterior se expresa en decibelios a partir de la fórmula:

$$\text{relación antero-posterior} = 20 \log \frac{A}{P}$$

Así, en el caso de una antena dipolo con elemento reflector y director, cuya relación antero-posterior hemos cifrado en 6:1, esta misma relación expresada en decibelios será:

$$\begin{aligned} \text{relación antero-posterior} &= 20 \log \frac{A}{P} = \\ &= 20 \log \frac{6}{1} = 20 \log 6 = 20 \times 0,7782 = 16 \text{ dB} \end{aligned}$$

GANANCIA DE UNA ANTENA

La *ganancia de una antena* expresa el número de veces que la tensión inducida en ella es mayor que en una antena dipolo sencilla (sin elemento reflector ni directores). En una antena de varios elementos no sólo se aumenta la relación antero-posterior, sino también su ganancia.

Es muy importante no confundir la relación antero-posterior con la ganancia de la antena, ya que mientras que la relación antero-posterior compara la tensión de recepción de la antena cuando está dirigida hacia la emisora con la tensión de recepción de la antena cuando está en dirección opuesta a esa misma emisora, la ganancia de una antena compara la tensión de recepción de una antena determinada, dirigida hacia la emisora, con la tensión de recepción de un dipolo sencillo situado en el mismo punto y hacia la misma dirección.

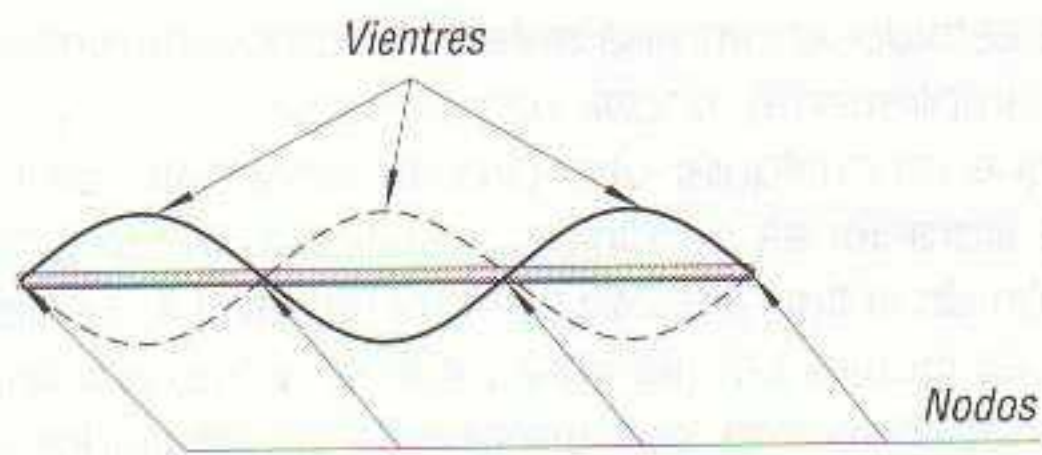
La ganancia de una antena se expresa también en decibelios, puesto que se trata de comparar dos magnitudes de la misma naturaleza. La fórmula de cálculo es:

$$\text{ganancia} = 20 \log \frac{V_2}{V_1}$$

donde V_2 es la tensión de recepción de la antena considerada y V_1 la tensión de recepción de una antena dipolo sencilla.

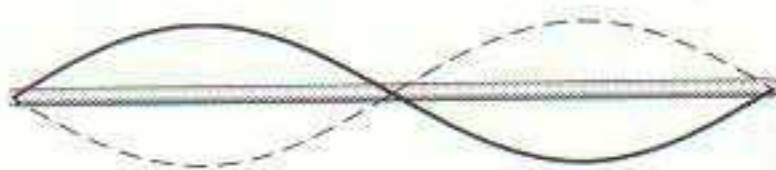
LONGITUD DE UNA ANTENA

Las dimensiones de las antenas vienen determinadas por la frecuencia de la emisión que deben captar; para ser más exactos, por la longitud de onda de la citada frecuencia. La frecuencia de resonancia de una antena puede compararse con la de una varilla metálica sujeta por sus extremos y que se haga vibrar a distintas frecuencias. Así, en el caso de la figura 2.20 la forma de oscilación es de un período y medio, es decir, la longitud de la antena es de $3\lambda/2$, formándose tres *vientres* o amplitudes máximas, y cuatro *nodos* o amplitudes nulas.

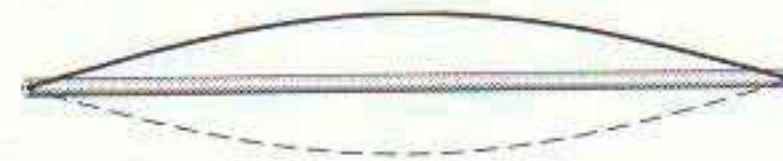


2.20 En una antena cuya longitud sea $3\lambda/2$ veces la longitud de onda λ se producen tres vientres y cuatro nodos.

En el caso de la figura 2.21 la longitud de la antena es λ , formándose dos vientres y tres nodos, mientras que en el caso de la figura 2.22 la longitud de la antena es de $\lambda/2$, con un solo vientre y dos nodos.



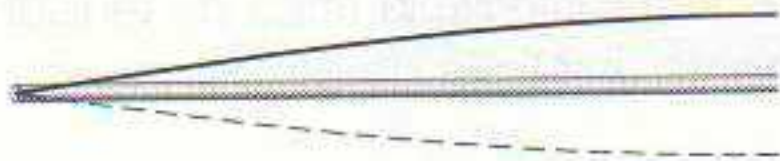
2.21 Si la longitud de la antena es λ se forman dos vientres y tres nodos.



2.22 En una antena cuya longitud sea $\lambda/2$ se forman un vientre y dos nodos.

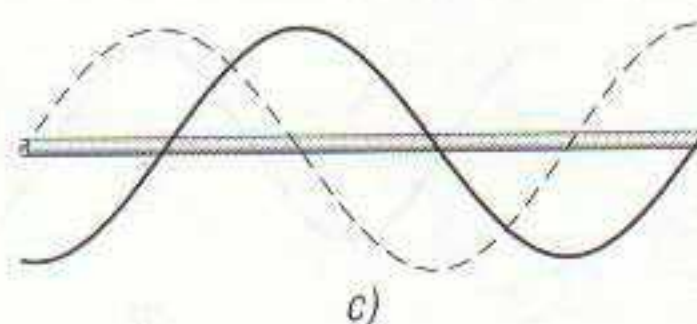
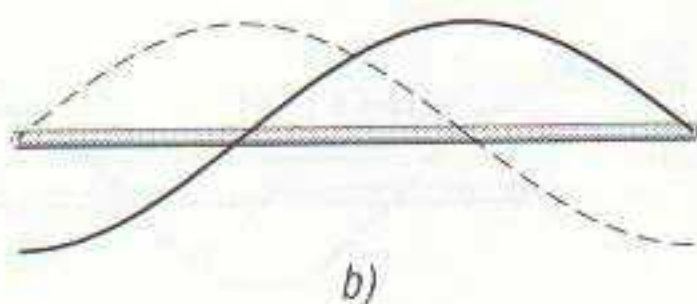
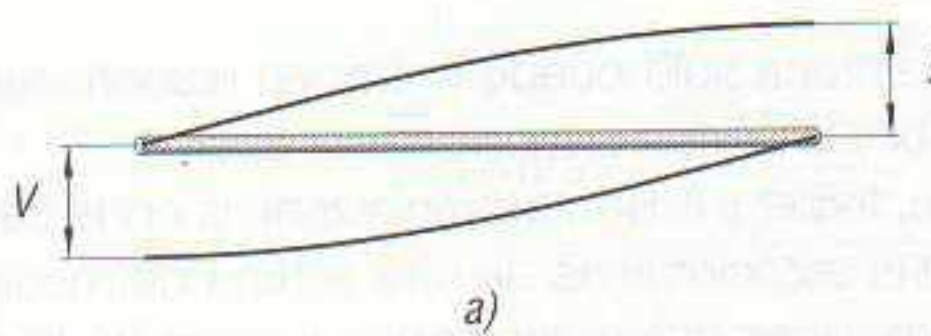
En todos los casos dos de los nodos coinciden con los puntos de sujeción de la varilla y el número de éstos es igual al de vientres más uno.

Si la varilla se sujeta por un solo extremo, la longitud de la antena corresponde a $\lambda/4$, es decir, a un cuarto de período, formándose un solo vientre y un solo nodo (figura 2.23).



2.23 En una antena de longitud $\lambda/4$ se forma un solo vientre y un solo nodo.

En radiofrecuencia, además de las particularidades expuestas en las líneas precedentes, se tienen dos ondas, una de intensidad y otra de tensión, de forma que el vientre de una coincide con el nodo de la otra (figura 2.24a).



2.24 a) En una antena de longitud de onda $\lambda/4$, el nodo de tensión coincide con el vientre de intensidad y viceversa. b) Distribución de la tensión y corriente del tercer armónico. c) Distribución de la tensión y corriente del quinto armónico.

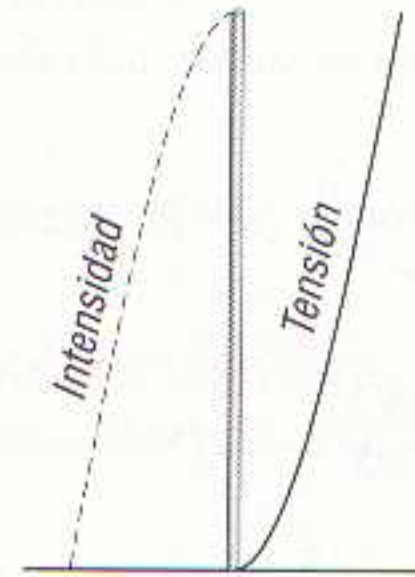
El sistema de nodos y vientres que se establecen en una antena sintonizada recibe el nombre de *distribución de ondas estacionarias* o, simplemente, *ondas estacionarias*.

Además, cabe destacar que, al igual que en cualquier otro circuito resonante, se tiene una vibración fundamental y toda una serie de vibraciones armónicas, múltiplos impares de la fundamental. En efecto, considerando la vibración de la figura 2.24a, de una longitud λ , se tiene además el tercer armónico, cuya longitud de onda es igual a $\lambda/3$ (figura 2.24b), el quinto armónico, de longitud $\lambda/5$ (figura 2.24c), y el séptimo, noveno, undécimo, etc. armónicos, no dibujados en la figura.

En una antena con uno de sus dos extremos conectados a tierra (*antena Marconi*), se produce un nodo de intensidad y un vientre de tensión en el extremo libre de la antena, y un vientre de intensidad y un nodo de tensión en el extremo de la antena puesto a tierra (figura 2.25).

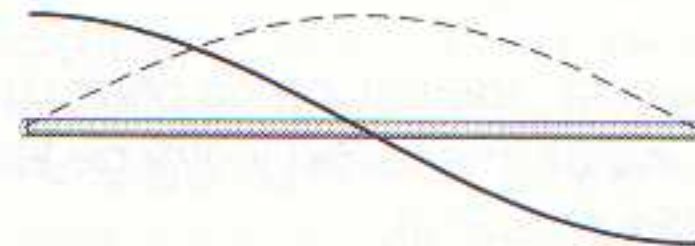


2.25 Distribución de los nodos y vientres de tensión y corriente en una antena Marconi.



Si la antena no está conectada a tierra, la oscilación de la onda fundamental se establece para el semiperíodo, razón por la cual a estas antenas se las denomina *antenas de media onda*. En estas antenas los nodos de intensidad se hallan en los extremos, y el nodo de tensión, en el centro (figura 2.26). En esta figura se ha representado el semiciclo de la onda de tensión con línea continua y el semiciclo de la onda de intensidad mediante una línea de trazos.

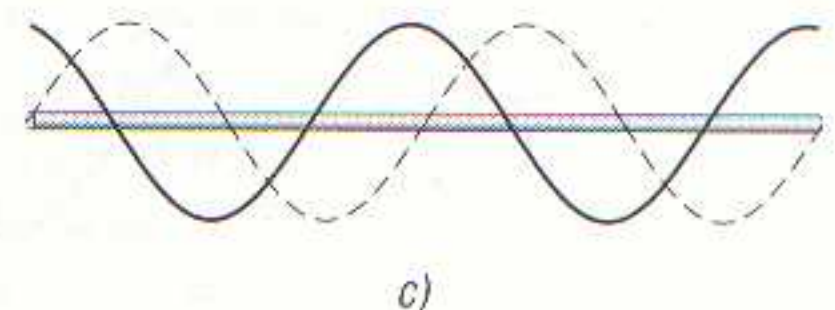
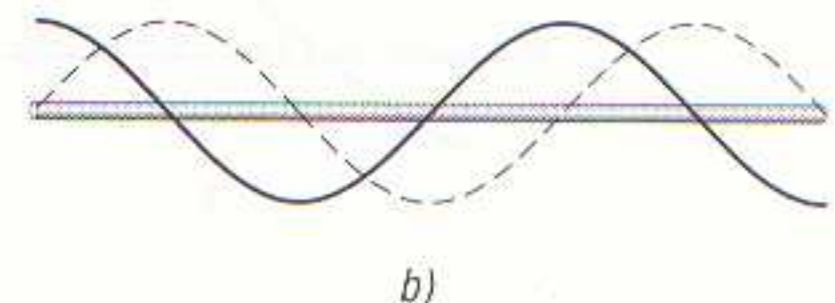
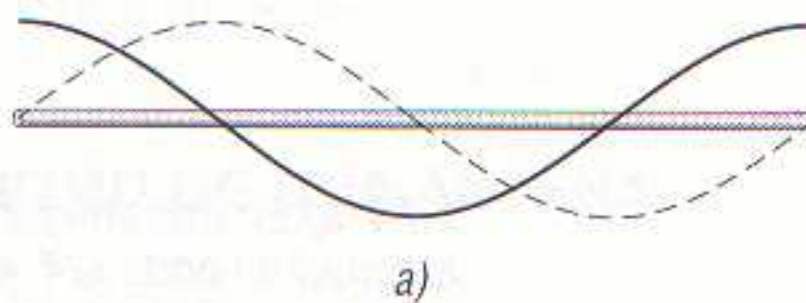
2.26 En una antena no conectada a tierra, o antena de media onda, los nodos de intensidad se hallan en los extremos y el de tensión, en el centro.



De todo lo expuesto se deduce que una antena sólo puede entrar en resonancia a ciertas frecuencias bien determinadas: a la fundamental y a ciertos armónicos de ésta.

En la figura 2.27 se ha dibujado el segundo, tercer y cuarto armónicos de la onda de la figura 2.26, los cuales corresponden al diagrama de ondas estacionarias de una antena de media onda.

La longitud eléctrica de la antena, por tanto, viene determinada por la longitud de onda de la frecuencia a recibir, siendo esta longitud de un cuarto de onda ($\lambda/4$) o de media onda ($\lambda/2$). En el caso



2.27 Diagrama de ondas estacionarias de una antena de media onda. a) Segundo armónico. b) Tercer armónico. c) Cuarto armónico.

de una antena de un cuarto de onda (antena de barra), la longitud eléctrica viene determinada por la fórmula:

$$l = \frac{\lambda}{4} = \frac{v}{4f} = \frac{300.000 \text{ km/s}}{4f} = \frac{75.000 \text{ km/s}}{f}$$

donde l es la longitud de la antena, en metros; λ es la longitud de onda de la señal que se desea recibir, también en metros; v es la velocidad de propagación de las ondas de radio (300.000 km/s) y f , la frecuencia que se desea sintonizar, en kilohercios.

En el caso de frecuencias muy elevadas, tales como las de radio en FM, la fórmula anterior puede escribirse:

$$l = \frac{75 \text{ Mm/s}}{f}$$

donde l es la longitud de la antena, en metros, y f es la frecuencia de la señal que se desea recibir, en megahercios.

Para antenas de media onda, la longitud viene dada por la fórmula:

$$l = \frac{\lambda}{2} = \frac{v}{2f} = \frac{300.000 \text{ km/s}}{2f} = \frac{150.000 \text{ km/s}}{f}$$

(expresando f en kHz), o bien:

$$l = \frac{150 \text{ Mm/s}}{f}$$

cuando f viene dada en MHz.

En líneas anteriores se ha dicho que la longitud eléctrica de la antena no se corresponde con la longitud física de la misma, ya que, debido a la influencia de los puntos aislantes de sujeción (los cuales no son aislantes perfectos), la longitud real de las antenas se reduce un 5 % aproximadamente con respecto a su longitud eléctrica.

De esta forma, en el caso de una antena $\lambda/4$, su longitud real se obtiene a partir de la fórmula siguiente:

$$l_{\text{real}} = \frac{75 \text{ Mm/s} - \frac{75 \text{ Mm/s} \times 5}{100}}{f} = \frac{71,25 \text{ Mm/s}}{f}$$

Y en el caso de antenas de media onda, con la fórmula:

$$l_{\text{real}} = \frac{150 \text{ Mm/s} - \frac{150 \text{ Mm/s} \times 5}{100}}{f} = \frac{142,5 \text{ Mm/s}}{f}$$

En ambas fórmulas la frecuencia de sintonía (f) se expresa en MHz.

Los valores reales utilizados en la práctica son:

- Para antenas $\lambda/4$:

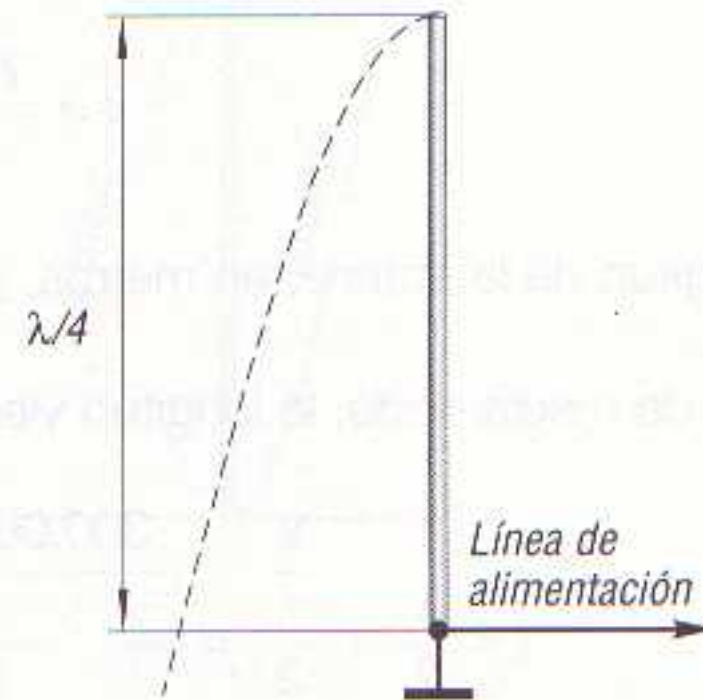
$$l_{\text{real}} = \frac{71,5 \text{ Mm/s}}{f}$$

- Para antenas $\lambda/2$:

$$I_{\text{real}} = \frac{143 \text{ Mm/s}}{f}$$

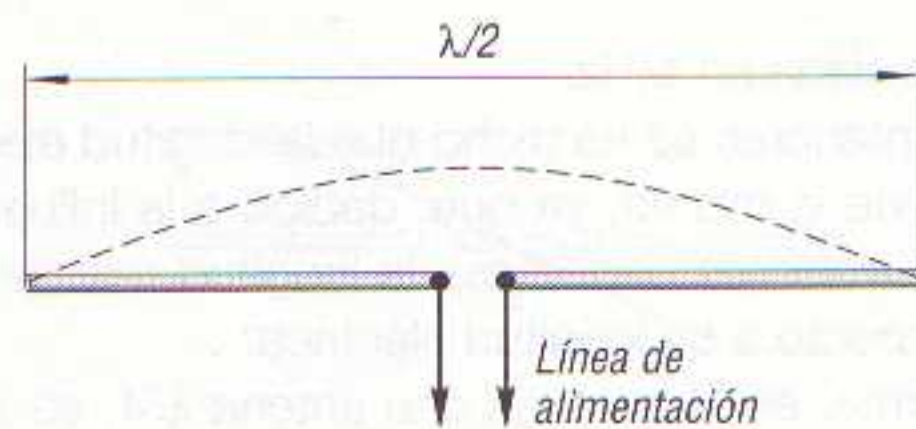
PUNTO DE CONEXIÓN DE UNA ANTENA

El punto de conexión de la antena con el aparato receptor se toma, por norma general, coincidiendo con un vientre de intensidad. Así, en una antena vertical con un extremo conectado a tierra, o antena $\lambda/4$, el punto de conexión al receptor se efectúa muy cerca de dicho extremo (figura 2.28).



2.28 Punto de conexión de una antena vertical de un cuarto de longitud de onda.

En las antenas $\lambda/2$ el punto de conexión se sitúa en el centro geométrico de la antena, ya que en este punto se produce el vientre de intensidad (figura 2.29).



2.29 Punto de conexión de una antena dipolo de media longitud de onda.

Cuando la antena ha de recibir una frecuencia que no es la fundamental para la que está diseñada, sino uno de sus armónicos, el punto de alimentación se sitúa en un punto tal que coincida con un vientre de intensidad (figura 2.30).



2.30 Cuando la antena ha de recibir una frecuencia que no es la fundamental, sino uno de sus armónicos, el punto de alimentación se sitúa en un punto tal que coincide con un vientre de intensidad.

ANTENAS PARA RECEPCIÓN EN AM

En la recepción de señales de radio moduladas en amplitud (AM) se utilizan bobinas de sintonía con núcleo de ferrita, las cuales poseen una gran permeabilidad y directividad. Por tanto, es muy importante la orientación de estas ferritas para captar bien la señal de una emisora. La máxima señal

se recibe cuando la emisión es perpendicular a la ferrita, siendo prácticamente nula si la emisión es paralela a ella.

También existen, aunque actualmente no sean muy utilizadas, las antenas exteriores, tales como un hilo aislado por los extremos, de una longitud igual a un submúltiplo entero de la longitud de onda de emisión.

Esto se hace así porque, al ser la longitud de onda de las frecuencias de OM muy larga (entre 186 y 570 m), es prácticamente imposible instalar antenas $\lambda/2$, e incluso de $\lambda/4$, debido a lo grande que estas deberían ser.

En este caso habrá poca selectividad debido a la longitud y se deberá orientar la antena perpendicularmente a la dirección de recepción, lo cual es otro inconveniente, pues un receptor ha de recibir el mayor número posible de emisoras situadas en puntos muy diferentes de su alrededor.

Estos son los motivos por los que las antenas exteriores para OM han dejado de utilizarse, empleándose en su lugar las ferritas anteriormente citadas y, en algunos casos, añadiéndoles una antena de barra de longitud submúltiplo entero de la longitud de onda de recepción.

ANTENAS PARA RECEPCIÓN EN FM

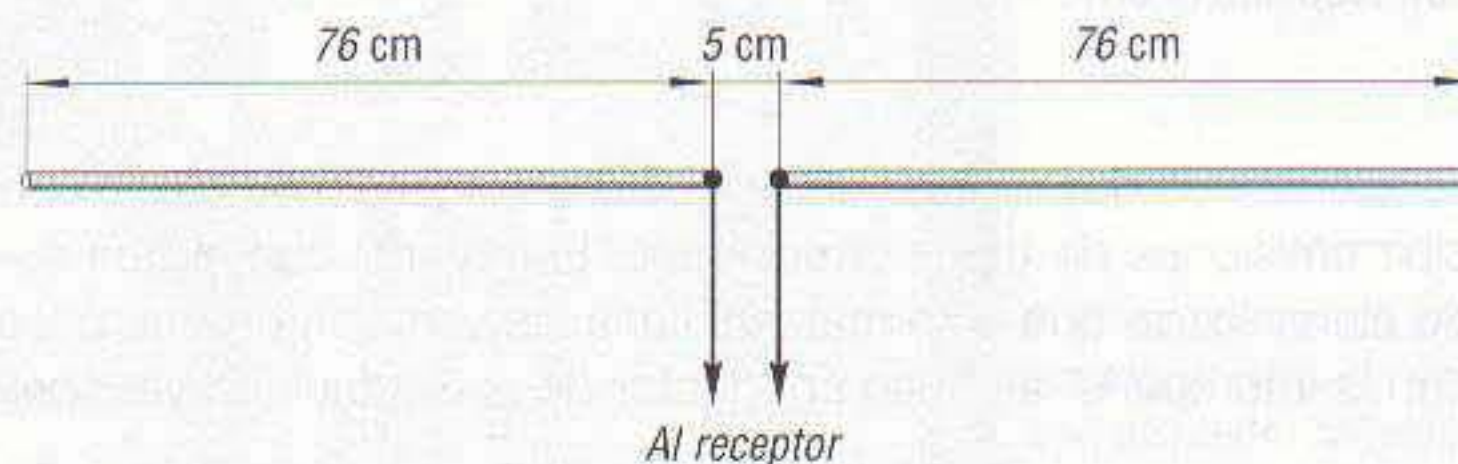
En FM las ferritas son muy escasas y su permeabilidad es en multitud de ocasiones insuficiente, razón por la cual no son prácticamente utilizadas para estas frecuencias de recepción.

Para la recepción en FM se utilizan antenas dipolo exteriores o interiores. A continuación se estudian las antenas dipolo más utilizadas para la recepción en FM.

Antena dipolo simple para FM

Las emisiones de radiodifusión en FM se efectúan en la banda II de VHF, con frecuencias comprendidas entre 87,5 MHz y 100 MHz.

La antena más sencilla que puede utilizarse para estas frecuencias es el *dipolo simple polarizado horizontalmente*, con una longitud de varillas de 76 cm separadas unos 5 cm la una de la otra (figura 2.31).



2.31 Dimensiones de una antena dipolo simple para FM.

La impedancia de esta antena es de 73Ω , aunque para efectos prácticos se considera de 75Ω . La máxima energía se recibe cuando la señal incide perpendicularmente sobre la antena.

Veamos ahora el porqué de esta longitud de 76 cm de cada varilla. No es rentable ni práctico construir una antena para cada frecuencia de la banda II de VHF, por esto se construyen para la frecuencia central de esta banda de VHF, es decir, para la frecuencia:

$$f_{\text{central}} = \frac{f_{\text{sup}} + f_{\text{inf}}}{2} = \frac{100 \text{ MHz} + 87,5 \text{ MHz}}{2} \approx 94 \text{ MHz}$$

Para esta frecuencia de 94 MHz la longitud de onda es de:

$$\lambda = \frac{v}{f_{\text{central}}} = \frac{300 \text{ Mm/s}}{94 \text{ MHz}} \approx 3,2 \text{ m}$$

Como la longitud eléctrica de la antena dipolo ha de ser $\lambda/2$, se tiene una longitud total de la antena de:

$$l = \frac{\lambda}{2} = \frac{3,2 \text{ m}}{2} = 1,6 \text{ m}$$

En la práctica, y debido a la influencia de los puntos de sujeción de la antena, los cuales no son aislantes perfectos puesto que no existe aislante totalmente perfecto, se reduce la longitud real de la antena un 5 %, por lo que en este caso se tiene:

$$l_{\text{real}} = l - \frac{5l}{100} = 1,6 \text{ m} - \frac{5 \times 1,6 \text{ m}}{100} = 1,6 \text{ m} - \frac{8 \text{ m}}{100} = 1,52 \text{ m}$$

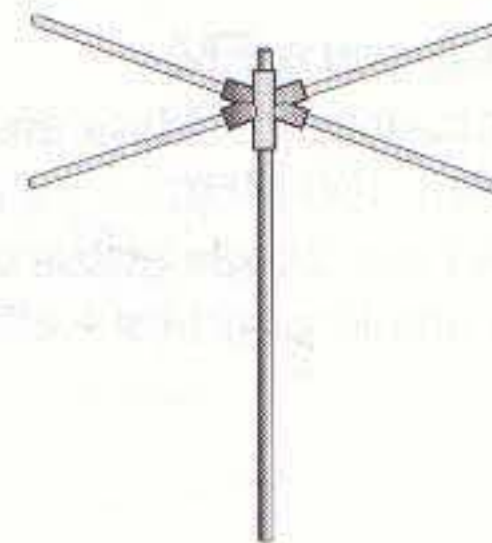
Dividiendo 1,52 m por 2 se obtiene la longitud real de cada uno de los brazos de la antena:

$$l_{\text{real}} \text{ (de cada brazo)} = \frac{1,52 \text{ m}}{2} = 0,76 \text{ m} = 76 \text{ cm}$$

La antena dipolo descrita pertenece al grupo de las *antenas bidireccionales*, ya que sólo puede recibir señales procedentes de emisoras situadas delante y detrás del dipolo.

Una *antena omnidireccional* para FM, basada en los mismos principios, es la que se muestra en la figura 2.32.

2.32 Antena omnidireccional para FM formada por dos dipolos simples colocados perpendicularmente uno con respecto al otro.

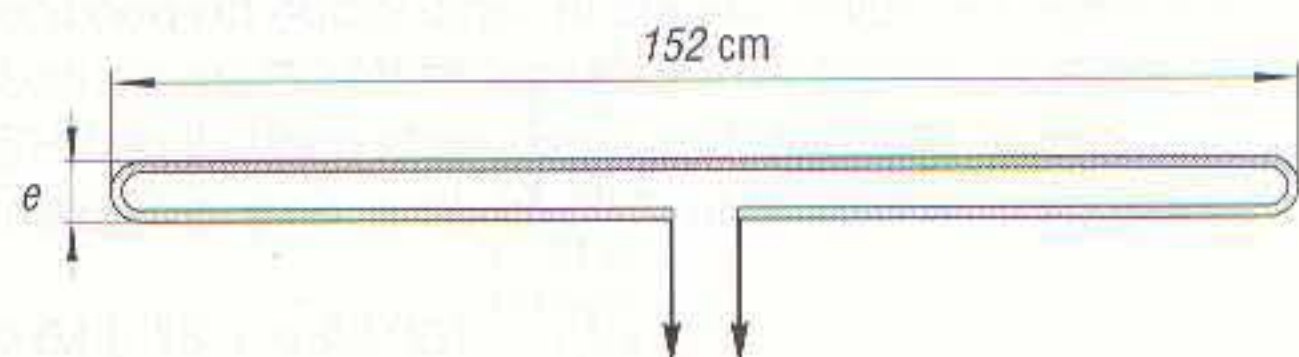


Consta de dos dipolos situados perpendicularmente uno con respecto al otro, y que permite recibir emisiones de todas direcciones. El material con el que se construyen estas antenas es tubo de aluminio, ya que este material tiene las ventajas de que pesa poco, no se deteriora al contacto con la intemperie, es buen conductor de la electricidad y su precio no es elevado.

Antena dipolo plegado para FM

La *antena dipolo plegado* está formada por un bucle cerrado (figura 2.33).

2.33 Dimensiones de una antena dipolo plegado para FM.



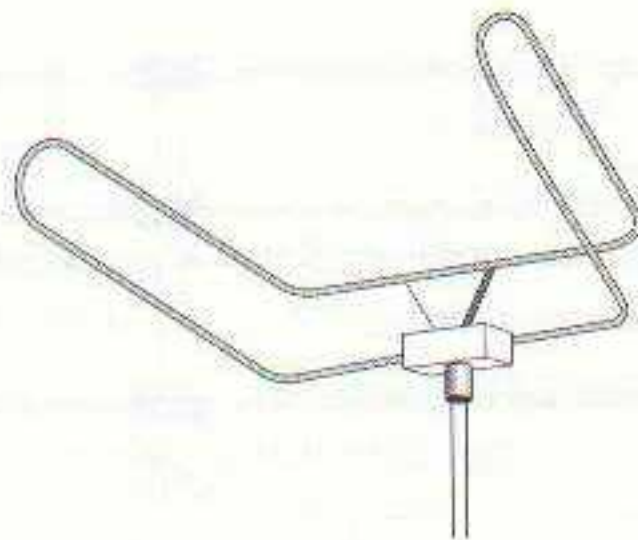
Tiene la ventaja, sobre el dipolo simple, de no requerir un punto de fijación aislado, es decir, que la unión entre el dipolo y el mástil de sujeción no tiene por qué estar aislado eléctricamente. La ganancia de esta antena es la misma que la del dipolo simple, pero su impedancia es cuatro veces mayor (300Ω). La longitud total del dipolo plegado se calcula de forma similar a la del dipolo sim-

ple, es decir, un 5 % menor que la mitad de la longitud de onda que ha de recibir. En el caso de la recepción de la banda II (radiodifusión en FM), la longitud real del dipolo plegado es de 1,52 cm (figura 2.33). Esta medida se entiende comprendiendo las partes curvadas de la antenna. La separación e entre los dos elementos debe ser la menor posible y ha de ser constante a lo largo de toda la antenna. Para obtener un rendimiento satisfactorio es condición imprescindible que la distancia e no sobrepase $1/32$ del valor de la longitud de onda. Así, para la frecuencia de 94 MHz (frecuencia central de FM), cuya longitud de onda es de 320 cm, la separación e no debe sobrepasar el valor:

$$e < \frac{\lambda}{32} = \frac{320 \text{ cm}}{32} = 10 \text{ cm}$$

Al igual que el dipolo simple, la sensibilidad del dipolo plegado es máxima cuando las ondas electromagnéticas inciden perpendicularmente sobre ella.

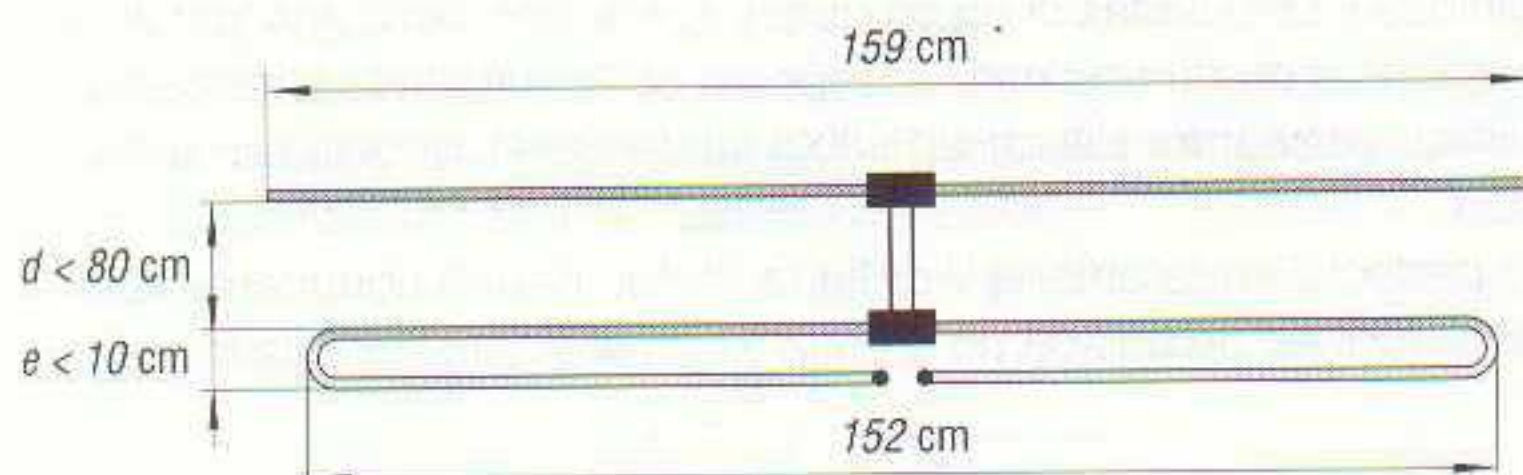
En la figura 2.34 se muestra la forma constructiva de una antenna dipolo plegado para FM cuyos brazos han sido doblados con el fin de obtener un poder omnidireccional de la misma.



2.34 Forma constructiva de una antena omnidireccional para FM formada por un dipolo plegado.

Antena dipolo plegado con elementos parásitos para FM

En la figura 2.35 se dan las dimensiones de una antena dipolo plegada dotada de elemento reflector para la recepción de emisoras de radio de FM.



2.35 Dimensiones de una antena dipolo plegado para FM con elemento reflector.

La longitud del elemento reflector es un 5 % mayor que la del dipolo (159 cm) y la distancia (d) de separación entre el dipolo plegado y el elemento reflector ha de ser menor de $\lambda/4$, es decir, la separación máxima entre ambos elementos es de:

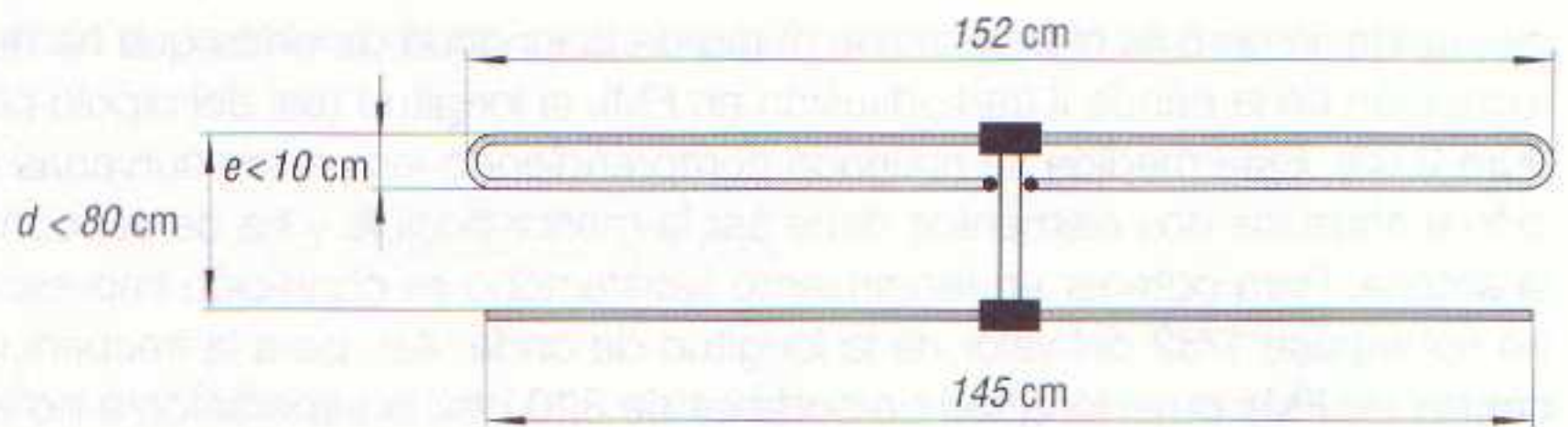
$$d < \frac{\lambda}{4} = \frac{320 \text{ cm}}{4} = 80 \text{ cm}$$

La ganancia de esta antena es de 3 a 4 dB superior a la de una antena dipolo sin elemento parásito. Su impedancia es de 75Ω .

En la figura 2.36 se pueden leer las dimensiones de una antena dipolo plegado para la banda II (FM) dotada de elemento director.

La longitud del director es un 5 % menor que la del dipolo, es decir, unos 145 cm. El criterio seguido para las demás distancias es el mismo que en la antena dipolo plegado dotada de elemento

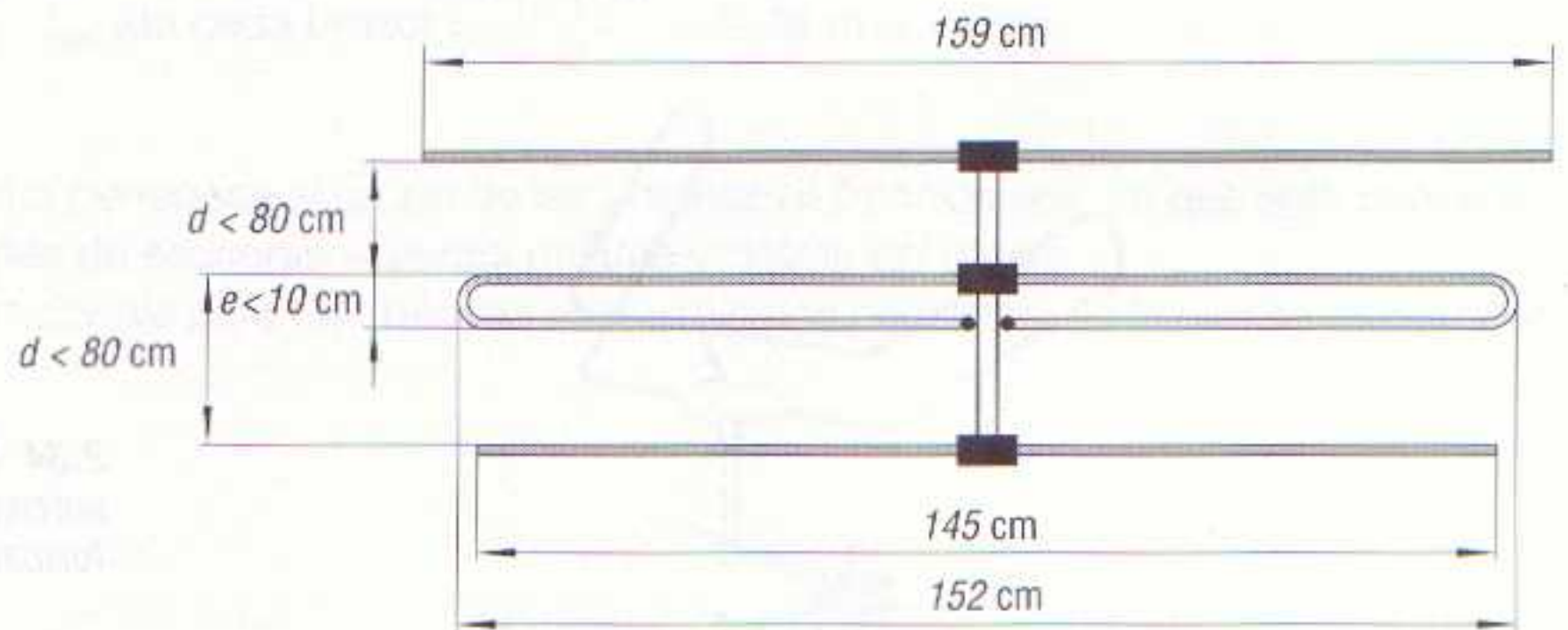
2.36 Dimensiones de una antena dipolo plegado para FM con elemento director.



reflector. La ganancia de esta antena es también de 3 a 4 dB superior a la del dipolo simple y su impedancia es de 75Ω .

En la figura 2.37 se dan las dimensiones de una antena dipolo para FM dotada de elementos reflector y director. La ganancia de esta antena es entre 6 y 9 dB superior a la del dipolo simple y su impedancia es de 75Ω .

2.37 Dimensiones de una antena dipolo plegado para FM con elementos reflector y director.



LÍNEA DE BAJADA DE ANTENA

El elemento que une la antena con el receptor es la *línea de bajada de antena*. Esta línea ha de poseer unas características bien definidas y calculadas si no se quiere echar por tierra una instalación de antena. Muchas veces se achaca la culpa de una mala recepción de la señal a la antena, cuando el defecto se encuentra en la línea, ya sea por utilizar un cable inadecuado, ya sea por estar en malas condiciones de conservación.

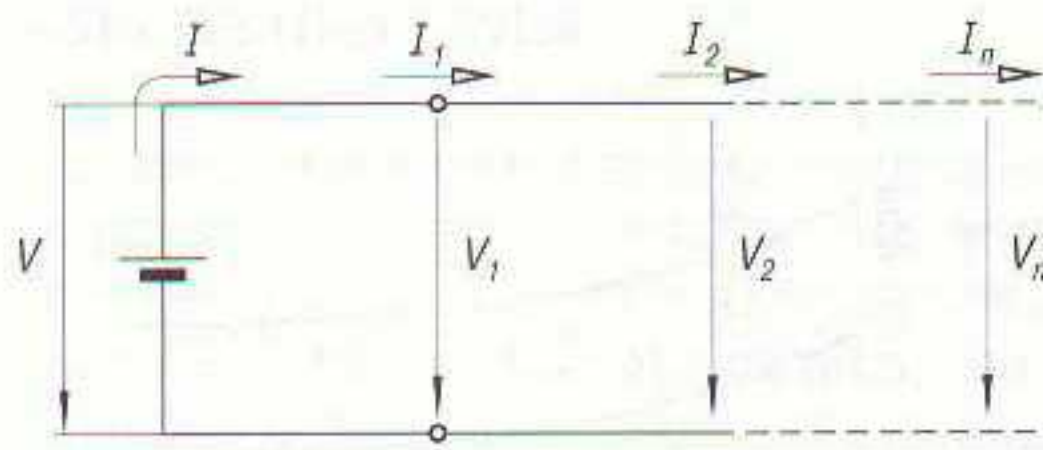
Para obtener un acoplamiento perfecto entre antena y radioreceptor, deben conocerse las características técnicas que debe reunir la línea de bajada de antena y las características de los cables empleados.

RESISTENCIA ELÉCTRICA DE UNA LÍNEA

Antes de iniciar el estudio de una línea conviene diferenciar entre *líneas cortas* y *líneas largas*. Se denomina *línea corta* aquella cuya longitud física es inferior a la longitud de onda de la c.a. que circula por ella. Se denomina *línea larga* aquella cuya longitud física es mayor que la longitud de onda de la c.a. que circula por ella.

De los dos tipos de líneas citados son las largas las que nos interesan, pues las bajadas de antena para la banda II (FM) son, por lo general, más largas que la longitud de onda de la señal que por ellas circula. De esta manera, las longitudes de onda de la banda II (87,5 MHz a 100 MHz) están comprendidas entre 3 y 3,5 m aproximadamente, por lo que es casi seguro que la antena estará unida al receptor de radio por una línea de bajada de antena de longitud superior a esos 3,5 m, por lo que se considera línea larga.

Supóngase que, en lo que sigue, todas las líneas son uniformes en toda su longitud en lo que respecta a material, dimensiones, aislamiento, etc. Analicemos las condiciones de corriente y tensión



2.38 Corrientes y tensiones en una línea de resistencia nula y longitud infinita conectada a una fuente de corriente continua.

en una línea larga, para lo cual supondremos que esta línea tiene una longitud infinita. Con el fin de simplificar los cálculos imaginaremos que al principio de la línea se ha conectado una fuente de c.c. (figura 2.38).

Si la resistencia eléctrica de la línea fuese nula y el aislamiento entre conductores total, la corriente en la línea sería la misma en todos sus puntos y la tensión entre los conductores permanecería constante e igual a la tensión de la fuente de alimentación (V) en todos los puntos de la línea, es decir, que en la figura 2.38 se establecen las igualdades:

$$V = V_1 = V_2 = V_3 = \dots = V_n$$

$$I = I_1 = I_2 = I_3 = \dots = I_n$$

Este caso no se presenta en una línea real, ya que los conductores ofrecen una cierta resistencia al paso de la corriente eléctrica y el aislamiento entre ellos no es total.

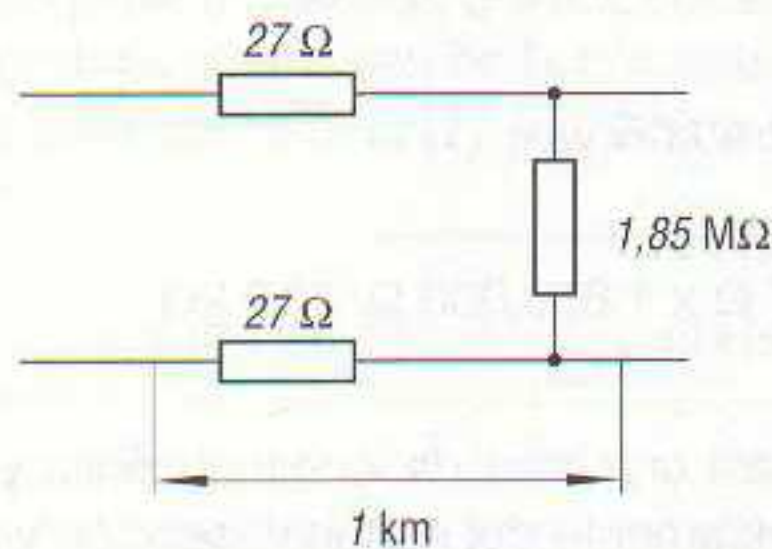
Supóngase ahora una línea real de 1 km de longitud formada por dos cables de cobre de 0,9 mm de diámetro. La sección del conductor es:

$$S = \pi r^2 = 3,14 \times (0,45 \text{ mm})^2 \approx 0,64 \text{ mm}^2$$

y la resistencia de cada cable vale:

$$R = \rho \frac{l}{S} = 0,017 \text{ } \Omega\text{mm}^2/\text{m} \times \frac{1.000 \text{ m}}{0,64 \text{ mm}^2} \approx 27 \text{ } \Omega$$

Supongamos también que la resistencia de aislamiento sea de 1,85 M Ω /km. Con estos datos se puede representar la línea por un circuito equivalente formado por dos resistencias en serie de 27 Ω y una en derivación de 1,85 M Ω (figura 2.39).

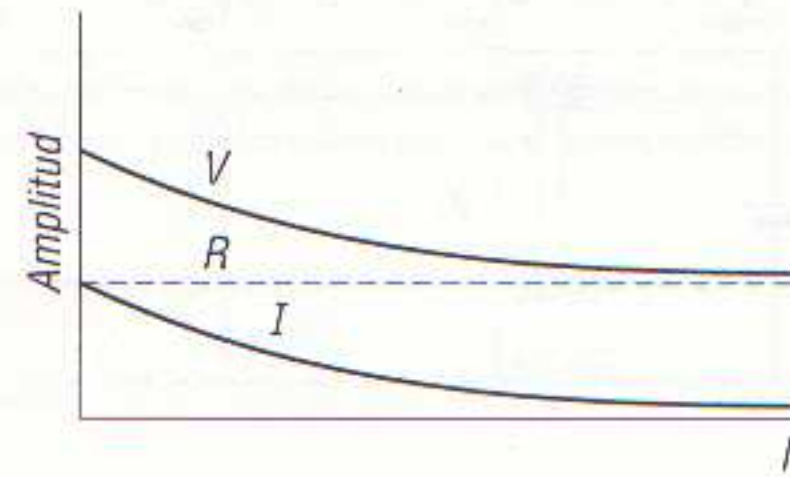


2.39 Circuito equivalente de una línea de $2 \times 27 \text{ } \Omega/\text{km}$ de resistencia de cable y $1,85 \text{ M}\Omega/\text{km}$ de resistencia de aislamiento entre ellos.

Una línea real de longitud infinita puede considerarse formada por infinitos miembros como el descrito, por lo que tanto la corriente como la tensión en ella disminuyen de valor continuamente. La corriente disminuye debido a la presencia de la resistencia de aislamiento y la tensión como consecuencia de la resistencia eléctrica de los conductores.

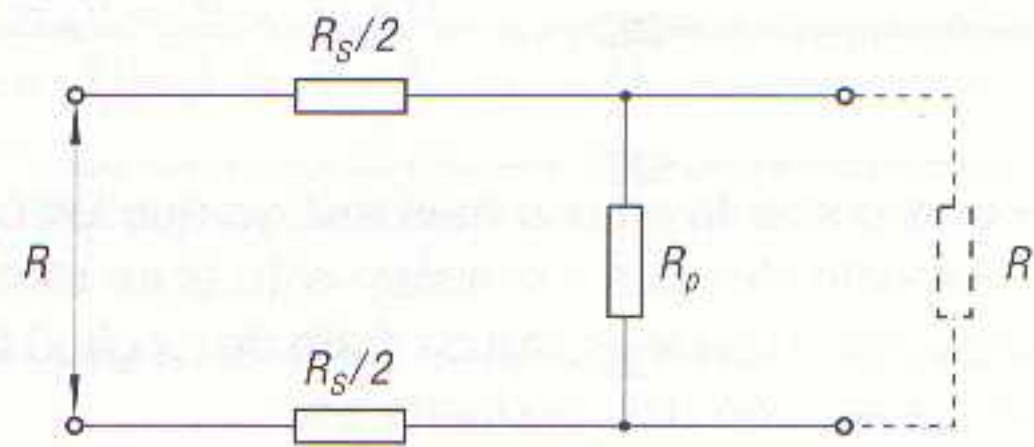
En la figura 2.40 se ha representado gráficamente la dependencia de la corriente y la tensión respecto a la longitud de la línea. Se trata de una curva exponencial en la que se puede comprobar que el valor de la resistencia R de la línea permanece constante (línea de trazos), mientras que la

2.40 *Curvas características de tensión, corriente y resistencia en función de la longitud de una línea de transmisión.*



corriente y la tensión disminuyen de valor progresivamente. Por la ley de Ohm se deduce que el cociente V/I ; es decir, la resistencia permanece constante. La corriente I al principio de la línea viene dada por la tensión de la fuente de alimentación (V) y la resistencia de entrada de la línea (R). Para el cálculo de R se recurre a un pequeño artificio, consistente en quitar del principio de la línea un tramo de 1 km. El resto de la línea continúa teniendo la misma resistencia, ya que es infinitamente larga, es decir, la resistencia de entrada continúa siendo R .

2.41 *Circuito equivalente para el cálculo de la resistencia de entrada de una línea de longitud infinita.*



Se puede representar así el circuito equivalente de la figura 2.41, en el cual la resistencia de entrada vale:

$$R = \frac{R_s}{2} + \frac{R_s}{2} + \frac{R_p R}{R_p + R} = R_s + \frac{R_p R}{R_p + R}$$

De esta expresión se deduce, después de algunos cálculos matemáticos, que la resistencia R vale, aproximadamente:

$$R \approx \sqrt{R_s R_p}$$

En el caso que nos ocupa la resistencia de entrada R vale:

$$R \approx \sqrt{R_s R_p} = \sqrt{2 \times 27 \Omega \times 1.850.000 \Omega} = 10 \text{ k}\Omega$$

El valor considerado de R sólo es válido para una línea de longitud infinita y se designa como *resistencia propia de la línea*, dependiendo únicamente del material, sección y aislamiento de los conductores.

En el caso de una línea finita a la que se conecta una resistencia de carga R_C igual a la resistencia propia de la línea ($R_C = R$), se obtiene la máxima transmisión de energía de la línea a la carga, puesto que ambas resistencias son iguales. El mismo principio rige en la entrada de la línea, es decir, la máxima energía transmitida de la fuente de alimentación a la línea se obtiene cuando la resistencia interna de la primera (R_i) es igual a la resistencia propia de la línea.

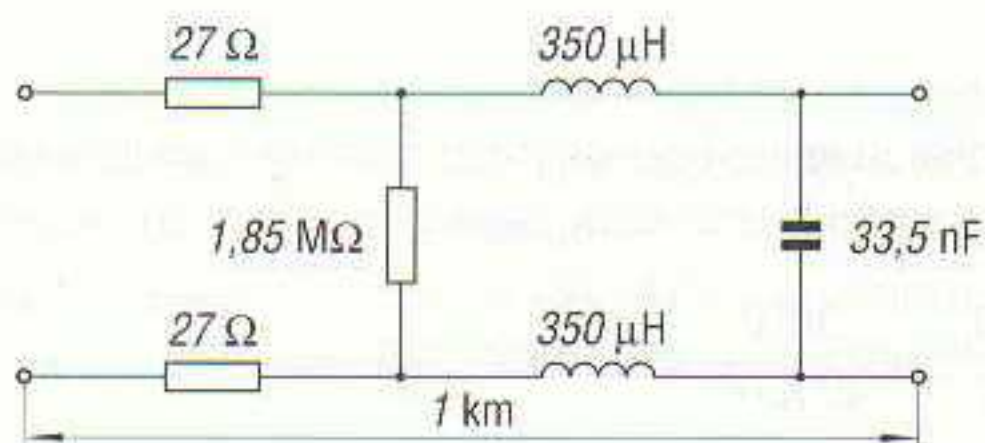
En resumen, la máxima transmisión de energía se logra cuando se cumplen las igualdades:

$$R_i = R = R_C$$

IMPEDANCIA DE UNA LÍNEA

El ejemplo expuesto en el apartado anterior no sirve, en parte, para las líneas de antena, ya que la corriente que por ellas circula no es continua, sino alterna.

En una línea por la que circula una corriente alterna se tiene, además de las resistencias propias de los conductores y del aislamiento entre ellos, una capacidad entre los conductores que depende del diámetro de éstos, de su separación, de la constante dieléctrica del aislante y de dos inductancias, ya que el campo magnético variable creado por la c.a. que circula por los conductores engendra una tensión inducida que se opone a la circulación de la misma corriente por la línea.



2.42 Circuito equivalente en c.a. de una línea de 1 km de longitud.

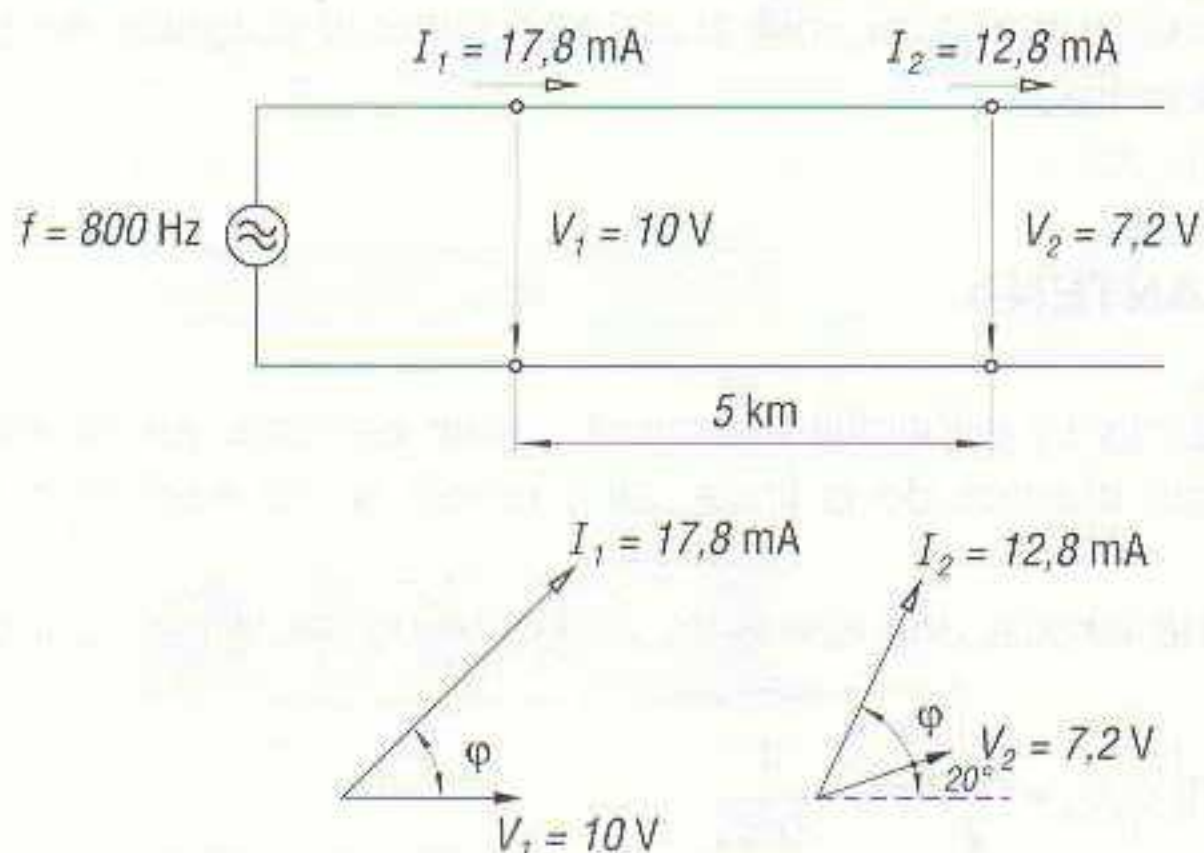
En la figura 2.42 se ha representado el circuito equivalente de una línea de 1 km de longitud formado por las resistencias ya tratadas en el apartado anterior, una capacidad estimada de 33,5 nF y dos inductancias de 350 μH cada una. Para las señales de corriente alterna la línea posee, por tanto, una cierta impedancia Z , que viene dada por los valores resistivos de la línea y por las reactivancias capacitiva (X_C) e inductiva (X_L) de la línea.

En la práctica, y para frecuencias elevadas, se desprecia el valor de las resistencias óhmicas, ya que el valor de éstas es muy pequeño en las líneas de bajada de antena, debido a que la longitud de las mismas suele estar comprendida entre 10 y 50 m como mucho. La impedancia de la línea puede considerarse dependiente, únicamente, de las reactivancias capacitiva e inductiva, deduciéndose su valor a partir de la igualdad:

$$Z = \sqrt{\frac{2\pi fL}{2\pi fC}} = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

COEFICIENTE ANGULAR β DE UNA LÍNEA

Toda impedancia (Z) motiva un desfase entre la corriente y la tensión de la línea. En la figura 2.43 se representan los diagramas vectoriales de la corriente y de la tensión al principio de la línea (I_1, V_1) y a una distancia de 5 km del mismo (I_2, V_2). Como ejemplo se ha utilizado una línea con cable de 0,9 mm de diámetro.



2.43 Diagramas vectoriales de corriente y tensión al comienzo y final de una línea de 5 km.

Aquí es preciso indicar que tanto el desfase (φ) como la impedancia (Z) dependen de la frecuencia. En este ejemplo se ha considerado la frecuencia de 800 Hz, caso que no corresponde a las líneas de bajada de antena, por las cuales circulan corrientes de frecuencias muchísimo más elevadas.

El giro de fase por kilómetro de línea se designa por *coeficiente angular* β . En el caso que hemos puesto de ejemplo el coeficiente angular β vale:

$$\beta = \frac{20}{5 \text{ km}} = 4^\circ/\text{km}$$

VELOCIDAD DE PROPAGACIÓN

Midiendo el coeficiente angular, se puede hallar la *velocidad de propagación* v en la línea. Así, si en un tramo de 1 km de longitud la fase gira un ángulo $\beta = 4^\circ/\text{km}$, para girar 360° se necesita un tramo:

$$l = \frac{360^\circ}{\beta} = \frac{360^\circ}{4^\circ/\text{km}} = 90 \text{ km}$$

Considerando la energía transmitida a lo largo de la línea como una onda eléctrica, la longitud de onda λ resulta ser de 90 km y la velocidad de propagación vale:

$$v = \lambda f = 90 \text{ km} \times 800 \text{ Hz} = 72.000 \text{ km/s}$$

Como se demuestra, la velocidad de propagación por cable resulta ser notablemente inferior a la velocidad de propagación en el vacío, la cual es de unos 300.000 km/s. Esta reducción de velocidad se debe a la inductancia y capacidad de la línea.

ATENUACIÓN DE UNA LÍNEA

La disminución de la corriente y de la tensión a lo largo de la línea, como consecuencia de su resistencia óhmica, se expresa por el concepto *atenuación* o *amortiguación de la línea*, y se mide en decibelios. La atenuación se suele referir a un trozo de línea de 100 m de longitud y a una frecuencia determinada, ya que depende mucho de ella.

Para calcular la atenuación de una línea se miden las tensiones de entrada y salida y se aplica la fórmula:

$$a = 20 \log \frac{V_e}{V_s}$$

donde V_e es la tensión en la entrada de la línea y V_s la tensión que se obtiene en su salida.

Cuanto menor sea la atenuación de una línea mayor será el nivel de señales obtenido en su salida para un mismo nivel de la tensión de entrada.

IMPEDANCIA DE UNA LÍNEA DE ANTENA

En RF la influencia de las reactancias inductiva y capacitiva es mucho más elevada que en BF; por este motivo se prescinde de la resistencia óhmica de la línea, tal y como se ha expuesto en un apartado anterior.

La impedancia de una línea por la que circula una corriente de RF viene dada por la fórmula:

$$Z = \sqrt{X_L X_C} = \sqrt{2\pi f L \frac{1}{2\pi f C}}$$

de donde se deduce que:

$$Z = \sqrt{\frac{2\pi fL}{2\pi fC}} = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

La impedancia no depende ya de la frecuencia, sino tan sólo de la inductividad y de la capacidad de la línea, es decir, de su fabricación. El hecho de no considerar la resistencia propia de la línea en el cálculo de la impedancia no implica que se desprecie el amortiguamiento de la línea. De hecho, con señales de alta frecuencia los electrones circulan por la superficie externa del cable, fenómeno que se denomina *efecto pelicular*. La sección útil del cable queda por tanto reducida y su resistencia óhmica aumenta.

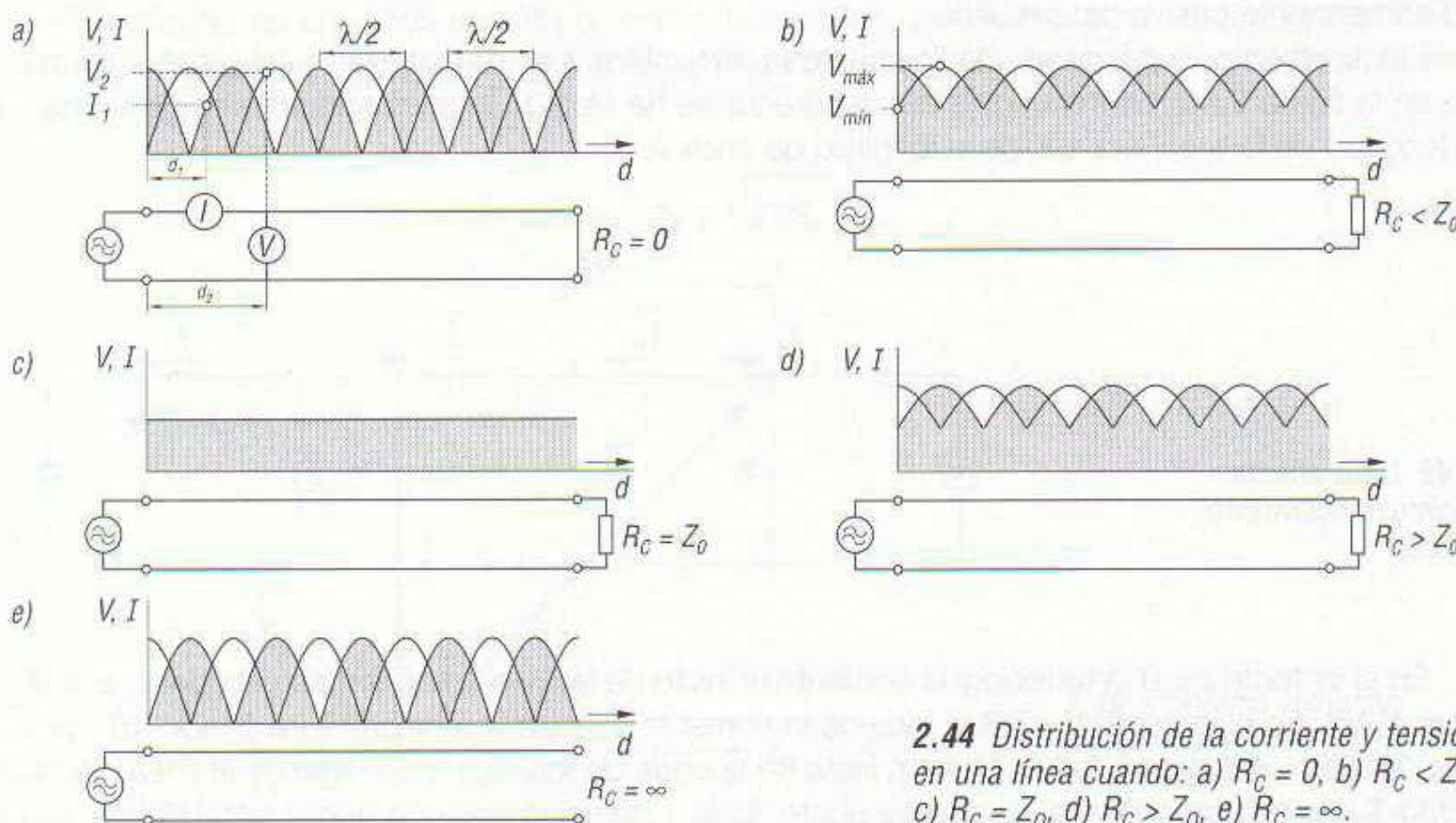
Como consecuencia de todo lo expuesto la amortiguación de un cable por el que circula una corriente de RF es elevada. Así, por ejemplo, la amortiguación de un determinado cable de antena coaxial, por el que circula una corriente de 200 MHz, tiene una atenuación de 13 dB cada 100 m; si la frecuencia de la corriente es de 600 MHz, la atenuación sube a 25 dB cada 100 m; y si la frecuencia de la corriente es de 800 MHz, la atenuación alcanza los 30 dB cada 100 m.

RELACIÓN DE ONDAS ESTACIONARIAS (ROE)

Hasta aquí se ha considerado sólo la línea en sí. Sin embargo, al final de toda línea hay un consumidor que debe ser considerado.

Ya se dijo en un apartado anterior que la resistencia de carga de la línea debe ser igual a la resistencia propia de ésta, es decir, igual a su impedancia, con el fin de transmitir la máxima energía. Cuando la resistencia de carga es igual a la impedancia de la línea, ésta actúa como una línea de longitud infinita. Si la línea está cargada con una resistencia que no es igual a su impedancia, la resistencia de carga no recibe la máxima energía, sino algo menos. La energía que no recibe la carga regresa al principio de la línea en forma de onda reflejada.

Los dos casos extremos se presentan cuando la línea está abierta ($R_C = \infty$) y cuando está cortocircuitada ($R_C = 0$). En ambos casos toda la energía suministrada por el generador es reflejada de nuevo hacia él. Las dos ondas (la que sale y la que regresa al generador) se anulan en determinados puntos de la línea y se suman en otros. La repartición de corriente y tensión que con ello se obtiene presenta una periodicidad a lo largo de la línea de una semilongitud de onda. Debido a que esta onda parece estar quieta se la denomina *onda estacionaria*.



2.44 Distribución de la corriente y tensión en una línea cuando: a) $R_C = 0$, b) $R_C < Z_0$, c) $R_C = Z_0$, d) $R_C > Z_0$, e) $R_C = \infty$.

En la figura 2.44 se ha representado el reparto o distribución de corriente y tensión de una onda estacionaria a lo largo de una línea para cinco casos distintos de resistencia de carga. Sobre las figuras que representan a la línea se han dibujado el valor eficaz de la corriente (curvas tramadas) y de la tensión (curvas sin tramar) a lo largo de la línea.

En la figura 2.44a la salida de línea está cortocircuitada ($R_C = 0$). La energía suministrada por la antena se refleja de nuevo. Al final de la línea la tensión es nula y la corriente alcanza su valor máximo.

En la figura 2.44b la resistencia de carga R_C es inferior al valor de la impedancia de la línea ($R_C < Z_0$). La onda estacionaria que aparece aquí es menos definida.

Dividiendo el valor máximo $V_{m\acute{a}x}$ por el mínimo $V_{m\acute{i}n}$, o el valor máximo $I_{m\acute{a}x}$ por el mínimo $I_{m\acute{i}n}$, se obtiene la llamada *relación de onda estacionaria* (ROE):

$$ROE = \frac{V_{m\acute{a}x}}{V_{m\acute{i}n}} = \frac{I_{m\acute{a}x}}{I_{m\acute{i}n}}$$

Cuanto mayor sea el valor de la relación de onda estacionaria ROE, tanto peor es la adaptación y tanto mejor definida queda la onda estacionaria.

Una ROE de, aproximadamente, 1,5 a 1 se considera como la de una línea no sintonizada, o línea plana, capaz de la máxima transferencia de energía.

En la figura 2.44c se considera la resistencia de carga R_C igual a la impedancia de la línea ($R_C = Z_0$). En este caso no aparece ninguna onda estacionaria, la energía transmitida es máxima y el valor de la relación de onda estacionaria es 1 ($V_{m\acute{a}x} = V_{m\acute{i}n}$).

Haciendo $R_C > Z_0$ (figura 2.44d) surgen de nuevo ondas estacionarias, volviendo al mismo estado de cosas que en el caso de la figura 2.44b, aunque las tensiones y corrientes no son las mismas en uno y otro caso.

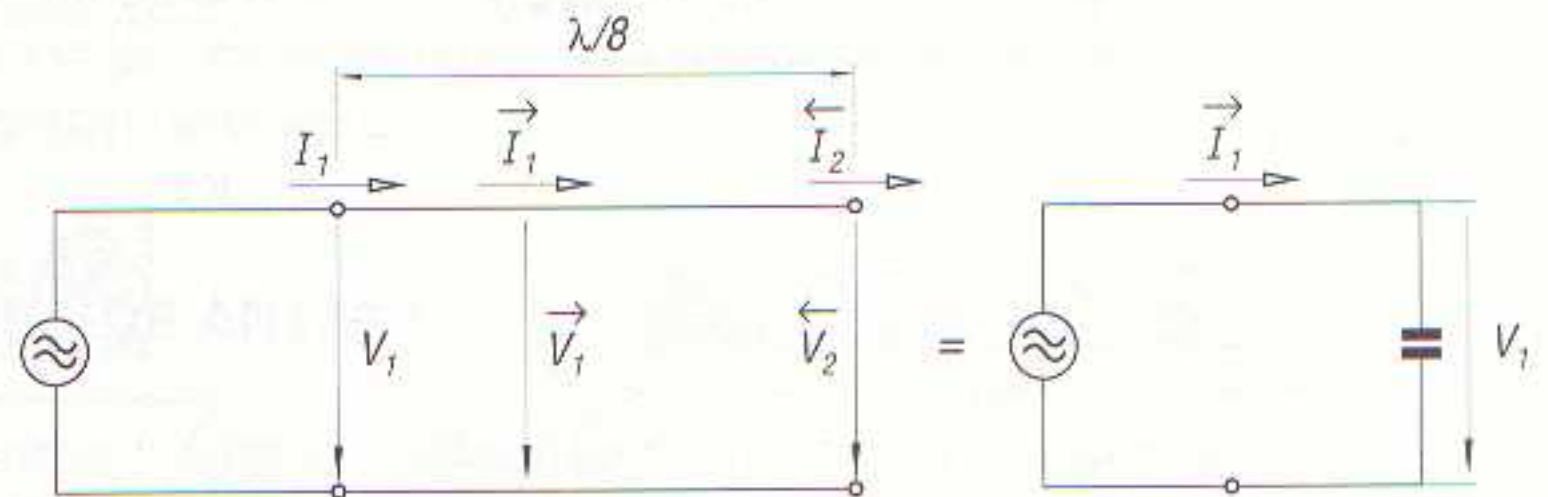
Finalmente, si la línea está abierta (figura 2.44e), se tiene $R_C = \infty$, la tensión en la carga es máxima mientras que la corriente es nula. La energía transmitida es cero y la ROE es igual a infinito.

LÍNEAS ABIERTAS Y CORTOCIRCUITADAS

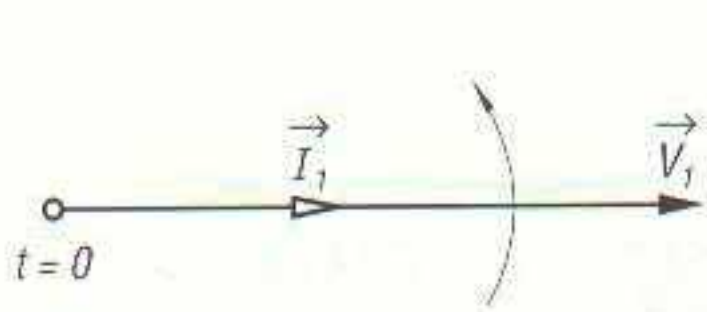
Es muy posible que después de lo expuesto en el apartado anterior el lector deduzca que las líneas abiertas y las cortocircuitadas no tienen utilidad. Nada más lejano de esto, ya que una línea abierta o cortocircuitada, según sea su longitud, trabaja como un condensador, bobina, o circuito oscilante LC, perdiendo su función primitiva de transporte de energía eléctrica para convertirse en un componente pasivo del circuito.

Efectivamente, supóngase una línea abierta alimentada por un generador, tal y como se muestra en la figura 2.45. La frecuencia del generador se ha elegido intencionadamente, de forma que la longitud de la línea sea $1/8$ de la longitud de onda λ .

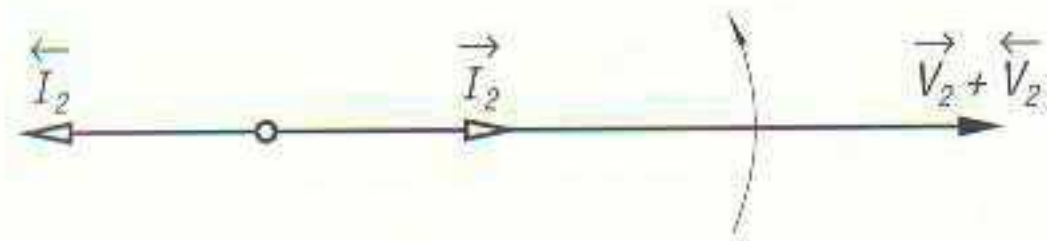
2.45 Línea abierta y circuito equivalente de ella.



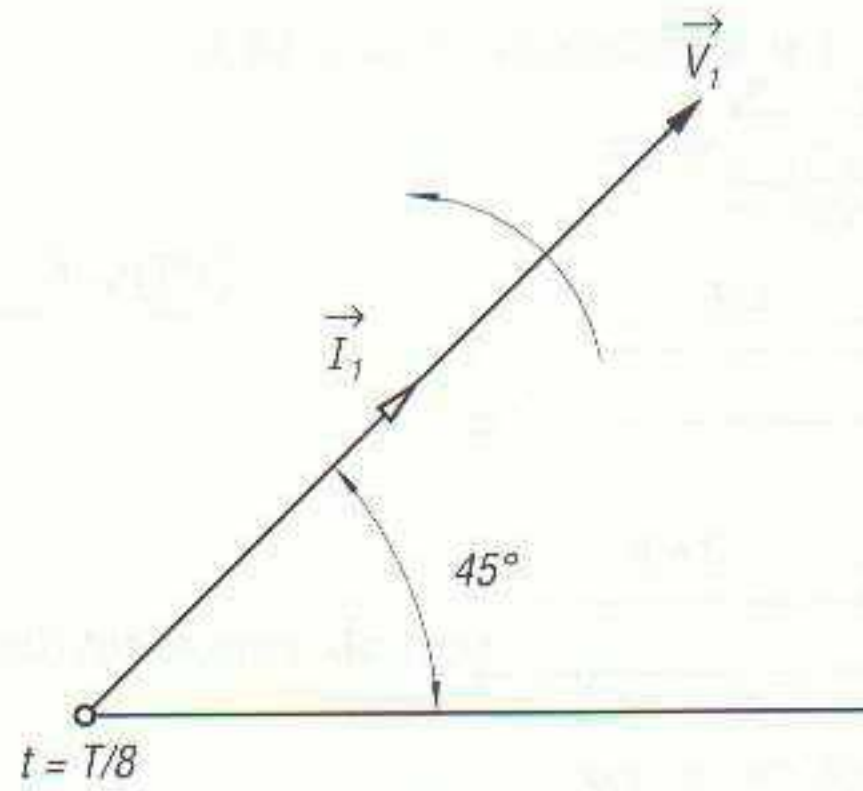
En el instante $t = 0$ la tensión y la corriente al inicio de la línea están en fase, es decir, $\phi = 0^\circ$ (figura 2.46). En el instante $t = T/8$ la fase de la corriente I_1 y de la tensión V_1 ha girado 45° , puesto que $360^\circ/8 = 45^\circ$ (figura 2.49). En este instante la onda de ida alcanza el final de la línea. La intensidad I_2 de la onda reflejada es, en ese punto, igual y de signo opuesto que la onda de ida, es de-



2.46 Diagrama vectorial de tensión y corriente en el instante $t = 0$, al principio de la línea de la figura 2.45.



2.48 Diagrama vectorial de tensiones y corrientes en el instante $t = T/8$ al final de la línea de la figura 2.45.



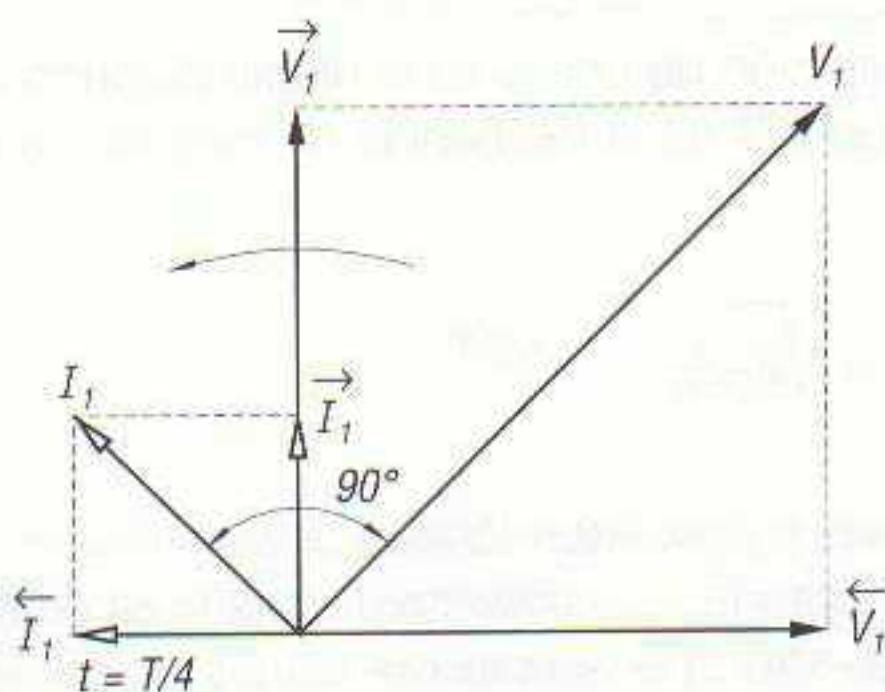
2.47 Diagrama vectorial de tensión y corriente en el instante $t = T/8$ al principio de la línea de la figura 2.45.

cir, I_2 (de ida) = I_2 (reflejada) (figura 2.48). Como las dos corrientes son iguales y de signo opuesto, se anulan, es decir, la corriente al final de la línea es cero. La tensión V_2 de la onda reflejada es, al final de la línea, igual a la onda de ida V_2 . Estas dos tensiones se suman, por lo que la onda estacionaria tiene, en este punto, un valor máximo V_2 (de ida) + V_2 (reflejada) (figura 2.48).

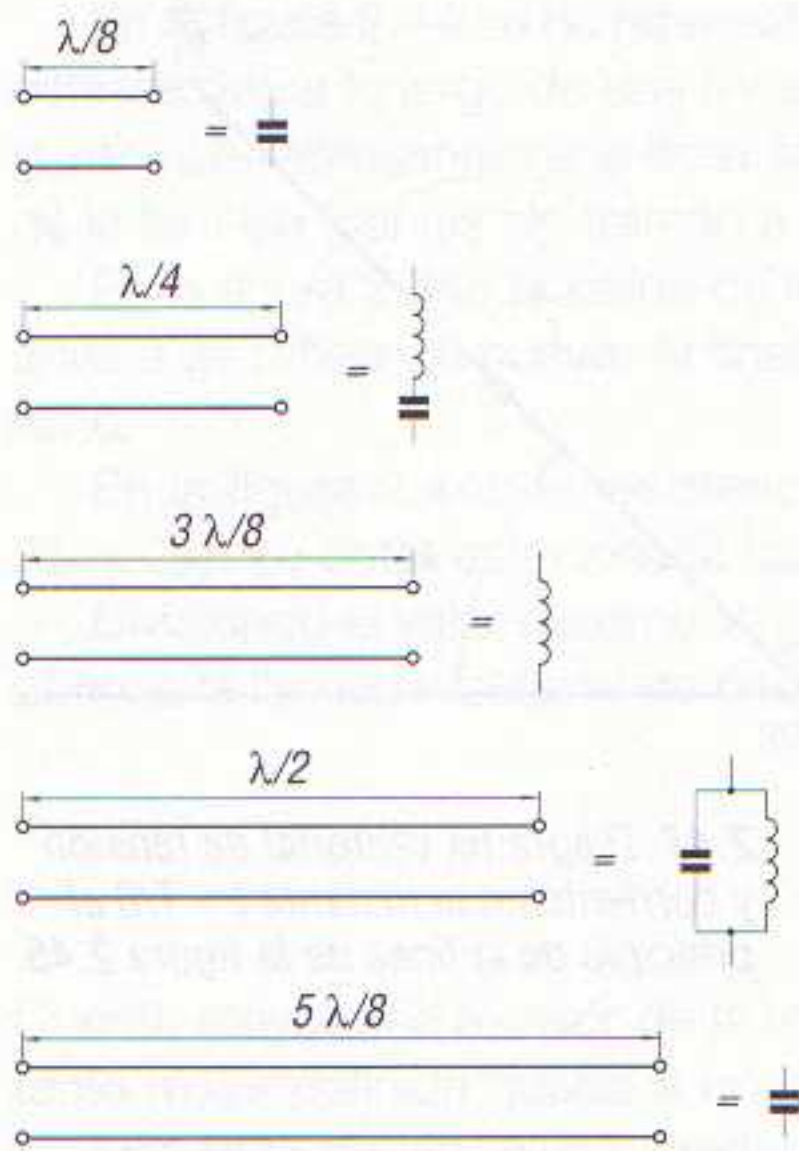
En el instante $t = T/4$ (figura 2.49) la fase al principio de la línea ha progresado otros 45° ($360^\circ/4 = 90^\circ$), estando I_1 (de ida) y V_1 (de ida) en posición vertical en el diagrama vectorial. Sin embargo, en este mismo instante aparece la onda reflejada que se superpone a la onda de ida. La corriente total I_1 al inicio de la línea es la suma vectorial de I_1 (de ida) e I_1 (reflejada). Lo mismo sucede con la tensión V_1 , la cual es la suma vectorial de V_1 (de ida) y V_1 (reflejada). Como consecuencia de todo lo expuesto, la corriente I_1 adelanta 90° a la tensión V_1 , es decir, la línea actúa como un condensador. Aplicando el mismo razonamiento a líneas abiertas y cortocircuitadas cuyas longitudes físicas correspondan a determinadas fracciones de la longitud de onda, se obtienen las equivalencias que se han dibujado en las figuras 2.50 y 2.51.

En la práctica sucede con frecuencia que la resistencia de carga R_C no es igual a la impedancia Z_0 de la línea, por lo que no se transmite la máxima energía de la antena al receptor. En estos casos se soluciona el problema intercalando entre la línea y el receptor un adaptador, el cual consiste, simplemente, en una línea (abierta o cerrada) como las que se muestran en las figuras 2.50 y 2.51. Así, por ejemplo, empleando una línea $\lambda/4$, la impedancia Z_A de este tramo de línea se elige de forma que:

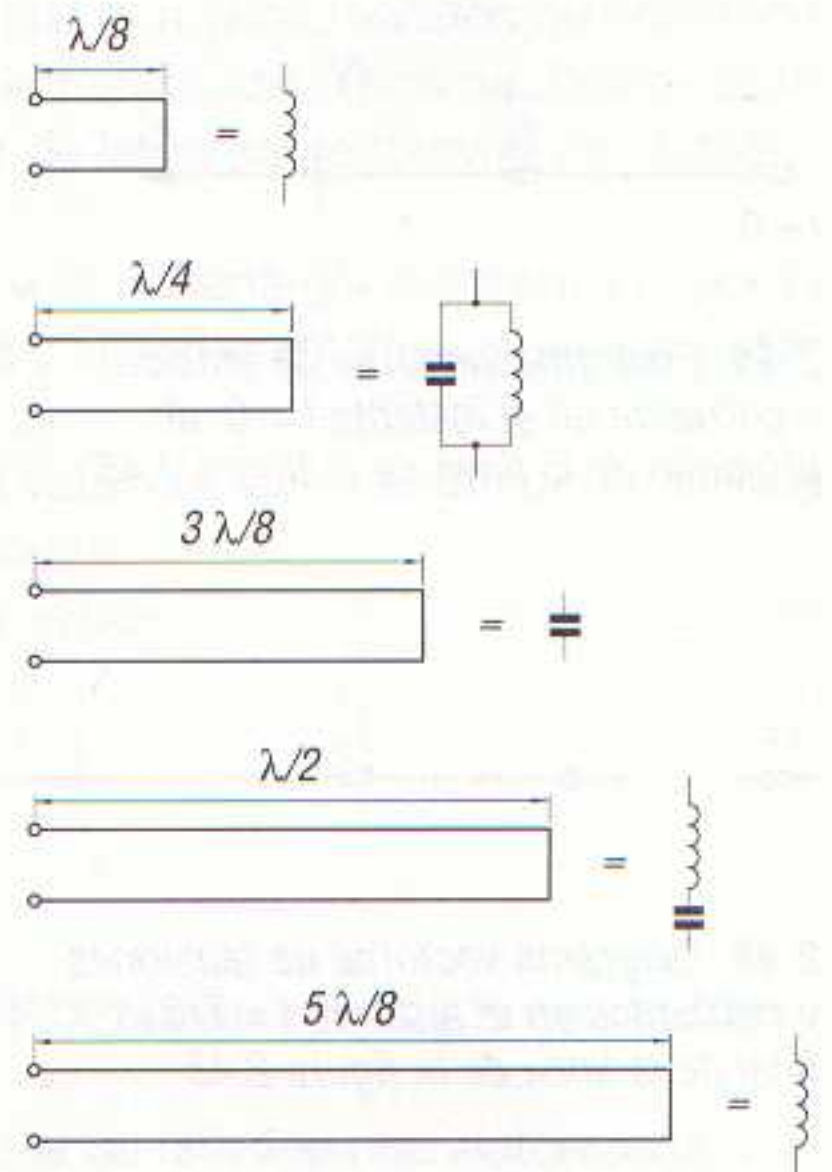
$$Z_A = \sqrt{Z_0 R_C}$$



2.49 Diagrama vectorial de tensiones y corrientes en el instante $t = T/4$ al principio de la línea de la figura 2.47.



2.50 Equivalencias de líneas abiertas según la longitud física de las mismas.



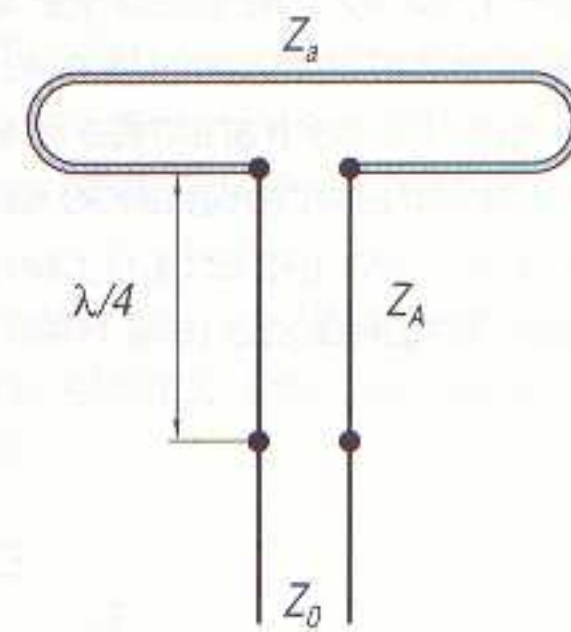
2.51 Equivalencias de líneas cerradas según la longitud física de las mismas.

Así, si se desea adaptar un receptor cuya impedancia de entrada sea de 300Ω (impedancia normal en radiorreceptores) a una línea de antena de 75Ω , utilizando una línea adaptadora $\lambda/4$, la impedancia de la línea adaptadora valdrá:

$$Z_A = \sqrt{Z_0 R_C} = \sqrt{75 \Omega \times 300 \Omega} = 150 \Omega$$

Adaptación de impedancias

2.52 Circuito adaptador de impedancias de una antena dipolo plegado con la línea de bajada.

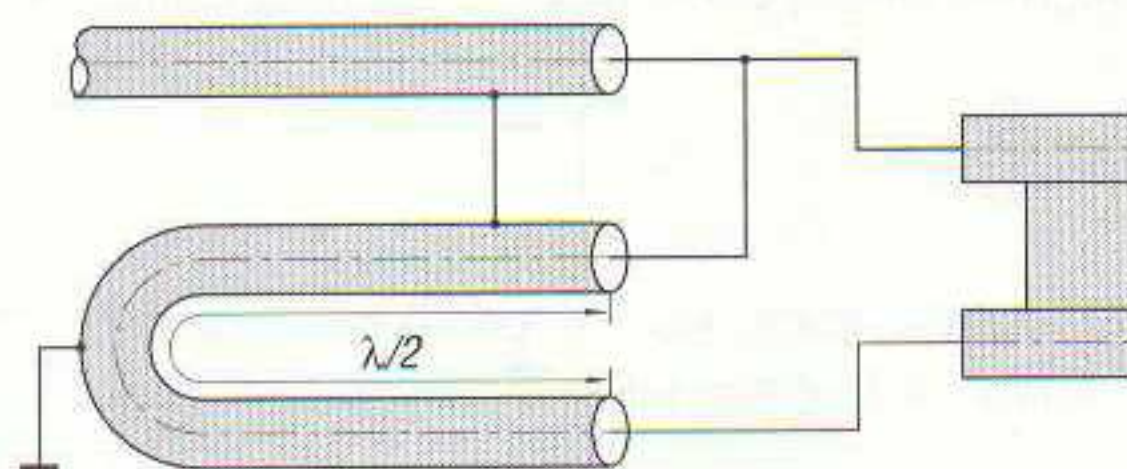


En la figura 2.52 se muestra el circuito de adaptación de una antena dipolo plegado con la línea de bajada. Consiste en un cable bipolar de longitud $\lambda/4$ de la frecuencia de resonancia de la antena y con una impedancia Z_A de valor:

$$Z_A = \sqrt{Z_0 Z_a}$$

donde Z_0 es el valor de la impedancia de la línea y Z_a la impedancia de la antena.

En la figura 2.53 se muestra otro circuito adaptador, consistente en una línea de longitud $\lambda/2$, la cual forma un camino de rodeo, girando la fase 180° . De esta forma la tensión de RF llega al conductor inferior de la línea simétrica con polaridad opuesta.

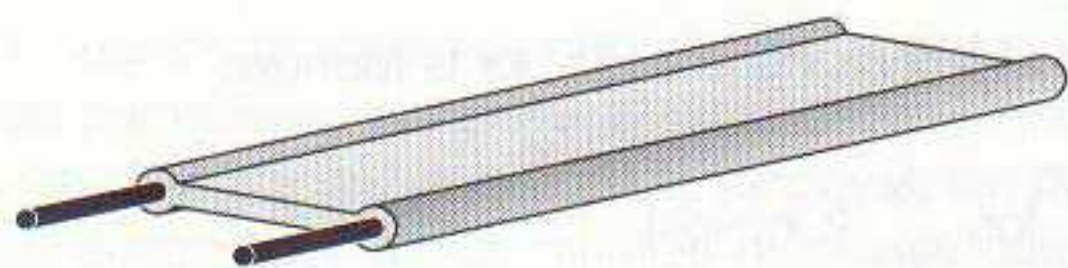


2.53 Circuito adaptador de impedancias, consistente en una línea de longitud $\lambda/2$ en serie con uno de los dos hilos del cable de bajada de antena.

Actualmente existen en el comercio adaptadores de impedancia ya fabricados, con lo que se evitan engorrosas manipulaciones en los cables de bajada de antena, así como errores en los cálculos de adaptación.

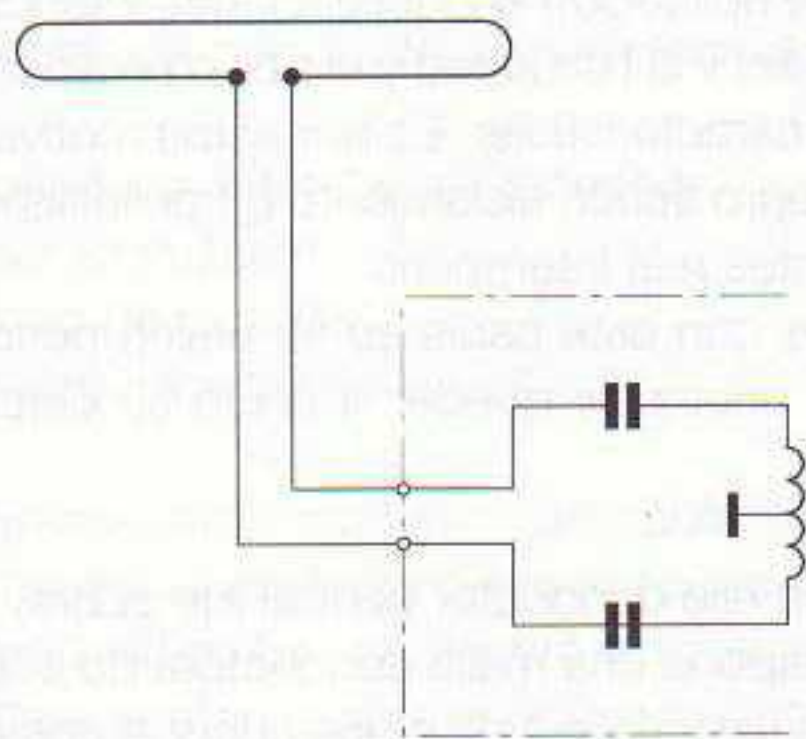
SIMETRÍA Y ASIMETRÍA DE UNA LÍNEA

La característica simétrica o asimétrica de una línea es muy importante para efectuar las adaptaciones antena-cable y cable-receptor.



2.54 Cable de bajada de antena de 300Ω .

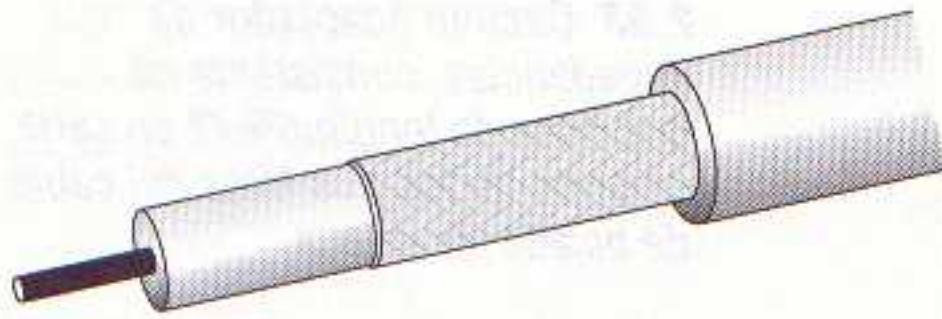
Se dice que una línea es *simétrica* cuando los dos conductores que constituyen la línea son iguales, independientemente de que estén o no apantallados. En la figura 2.54 se muestra una línea simétrica. Se aprecia en ella que ambos cables son iguales. Si no se toma ninguna precaución en particular, las antenas simétricas (dipolos) deben conectarse a líneas de bajada de antena simétricas, y éstas, a entradas simétricas del radioreceptor (figura 2.55).



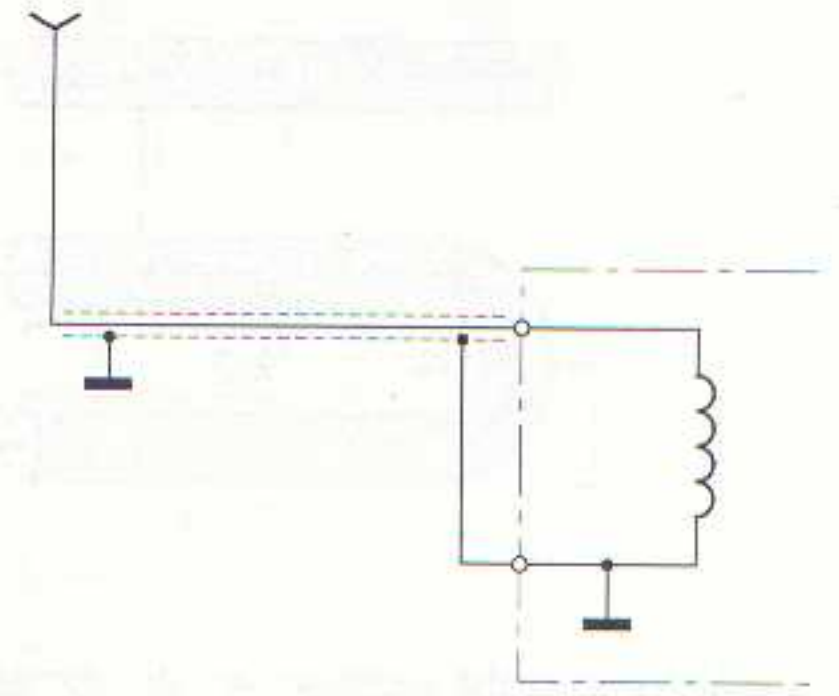
2.55 Esquema de conexión de una antena dipolo a la entrada simétrica de un receptor de radio mediante una línea simétrica.

Se dice que una línea es *asimétrica* cuando la forma constructiva de los conductores no es la misma. En la figura 2.56 se muestra una línea asimétrica. Se trata de un solo conductor central, ya que el otro, coaxial, actúa, además, como pantalla.

Las líneas asimétricas se emplean con adaptadores de impedancia cuando se utilizan como líneas de unión entre antenas simétricas y receptores con entrada simétrica. Se utilizan mucho, ya que por ser blindadas no les afectan perturbaciones parásitas. En la figura 2.57 se muestra la conexión de una antena asimétrica a un radioreceptor mediante una línea también asimétrica.



2.56 Cable de bajada de antena de 75 Ω .



2.57 Esquema de conexión de una antena asimétrica a la entrada asimétrica de un receptor de radio mediante una línea asimétrica.

Líneas simétricas

La línea simétrica está compuesta por dos conductores paralelos separados por una distancia determinada constante. Se fabrican líneas simétricas de 75 Ω , 150 Ω , 240 Ω y 300 Ω , siendo la de 300 Ω la más utilizada para radiorreceptores.

La impedancia característica de una línea simétrica viene dada por la fórmula:

$$Z = \frac{276}{\sqrt{K}} \log \frac{2s}{d} \text{ [Ohmios]}$$

En esta fórmula K es la constante dieléctrica del aislamiento (2,3 para el polietileno, que es el más usual); s la separación entre conductores y d , el diámetro de los conductores. Entre las líneas simétricas más populares cabe citar la *cinta plana bifilar* (figura 2.54). La atenuación de estos cables es de unos 8 dB por cada 100 m, trabajando con frecuencias de 100 MHz, en el cable de 150 Ω , y de unos 4,5 dB por cada 100 m en el de 300 Ω .

Se encuentran en el comercio en los colores negro, gris, marfil, blanco y transparente. El de color negro se emplea en exteriores; el de color gris se utiliza tanto en exteriores como en interiores y los de color marfil, blanco y transparente son de aplicación en instalaciones interiores.

Los agentes atmosféricos agrietan estas cintas, y la humedad y el polvo provocan cortocircuitos o cambios de impedancia que hacen variar sus características. Es por estos motivos por lo que las cintas planas bifilares para exteriores de color negro tienen aislamiento de polietileno mezclado con negro de carbono, lo cual las hace más resistentes a la intemperie.

En general se aconseja que las instalaciones con este cable se renueven periódicamente, por ejemplo cada uno o dos años, lo cual ha sido causa de quedar limitado su empleo a interiores.

Líneas asimétricas

Los cables asimétricos están constituidos por un hilo conductor central (de cobre) rodeado de polietileno o poliuretano. Sobre dicho aislante se dispone una malla conductora de cobre y, sobre ella, un aislamiento de policloruro de vinilo, que es un material plástico que soporta con gran eficacia los agentes agresivos del medio ambiente (figura 2.56).

Estos cables reciben la denominación de *coaxiales* por su forma constructiva y su ventaja principal radica en no estar influidos por señales parásitas, ni por paredes, masas metálicas y otras líneas eléctricas, ya que el cable exterior, que rodea al central, hace además las veces de pantalla, por lo cual pueden disponerse directamente sobre cualquier estructura. Otra gran ventaja de estas líneas es su gran flexibilidad, que permite un fácil curvado e instalación.

Las líneas coaxiales se fabrican con impedancias de 50 a 150 Ω aunque la más corriente es la de 75 Ω , ya que es la que posee menores pérdidas y se adapta mejor a las antenas dipolos. No así a la entrada de los radiorreceptores, por lo cual se debe recurrir a un adaptador de impedancias 75/300 Ω .

La impedancia característica de estos cables se determina con la fórmula:

$$Z = \frac{138}{\sqrt{K}} \log \frac{D}{d} \text{ [Ohmios]}$$

donde K es la constante dieléctrica del aislante (véase tabla 2.1), D es el diámetro interior del conductor pantalla y d es el diámetro del conductor central.

Material	Constante dieléctrica K
Polietileno sólido	2,29
Teflón PTFE	2
Polietileno celular	1,5
Aire	1

Tabla 2.1 Constante dieléctrica de los aislantes empleados en la fabricación de cables coaxiales.

La atenuación es algo más elevada que la de los cables bifilares no apantallados, pero tiene la ventaja de permanecer constante e invariable en el transcurso del tiempo, con lo que a la larga resultan más económicos, ya que no se renuevan tan frecuentemente.

De los cuatro tipos fundamentales de cables coaxiales (con aislamiento de polietileno sólido, polietileno celular, teflón y aire), el de polietileno sólido es el más utilizado en las líneas de bajada de antena ($K = 2,29$), ya que es el que presenta mejores ventajas si consideramos las características técnicas y económicas de la instalación. Los cables aislados con polietileno celular deben instalarse evitando recodos pronunciados, que podrían aplastar el aislamiento de espuma, así como, por el mismo motivo, evitar apretar excesivamente las abrazaderas de sujeción.

ELECCIÓN DEL CABLE ADECUADO

La elección del cable de bajada de antena viene determinada por varios factores:

- Impedancia de la antena y del receptor.
- Valor de su atenuación.
- Empleo o no de pantalla.
- Tipo de cable (simétrico o asimétrico).

En lo que respecta a la impedancia del cable, ésta debe ser la misma que la de antena y receptor. En caso de no disponer de un cable adecuado o que las impedancias de antena y entrada del radorreceptor sean diferentes, se deberá intercalar un adaptador de impedancias.

En lo referente a la atenuación, si la señal captada por antena es fuerte y la longitud del cable de bajada de antena es corta, se podrán utilizar cables con una atenuación elevada (de 10 a 20 dB por cada 100 m de longitud a una frecuencia de 100 MHz). En caso contrario se deben utilizar cables con baja atenuación.

El empleo o no de pantalla viene determinado por la presencia o no, en la zona de recepción, de disturbios parásitos, aunque siempre se aconseja el empleo de cable apantallado, sobre todo en las ciudades.

Finalmente se elige el tipo de cable: simétrico o asimétrico, tipo de dieléctrico, precio por metro, etc.

Etapa de sintonía

INTRODUCCIÓN

Actualmente se da el nombre de *sintonizador* o «*tuner*» al conjunto de etapas que, en un receptor de radio, sintonizan las emisoras, convierten la señal de RF captada en una señal de FI (frecuencia intermedia) de valor constante para todas las emisoras, y procede a la detección o demodulación de la señales para convertirlas en una señal de BF de audio. Es decir, el sintonizador trata las señales de RF hasta convertirlas en señales de BF que pueden ser aplicadas a un amplificador de audio. Estas funciones se llevan a cabo hoy en día en un solo circuito integrado, facilitando enormemente el diseño de los receptores.

No obstante, resulta de sumo interés, para comprender el funcionamiento de un receptor de radio, el estudio individual de cada una de las partes constituyentes del sintonizador, razón por la cual en éste y siguientes capítulos se estudian de forma individualiza cada una sus etapas, iniciando lógicamente el estudio con la etapa de sintonía, por ser ésta la primera en tratar las señales de RF.

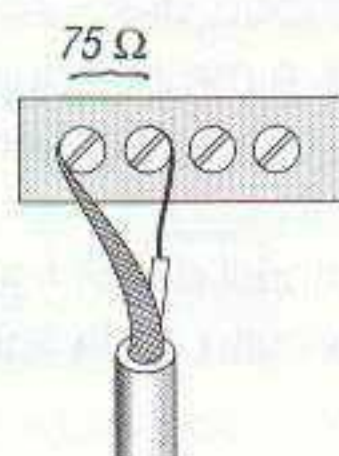
En los receptores de radio la *etapa de sintonía* es aquella mediante la cual se selecciona la frecuencia portadora de la emisora que se desea recibir.

Como se sabe, las emisoras de radio emiten de manera simultánea pero cada una con su propia frecuencia portadora, por lo que si no se dispusiera de un circuito que seleccionara aquella emisora que se desea recibir, el receptor captaría todas las emisoras al mismo tiempo o una sola (aquella para la que estuviera sintonizado).

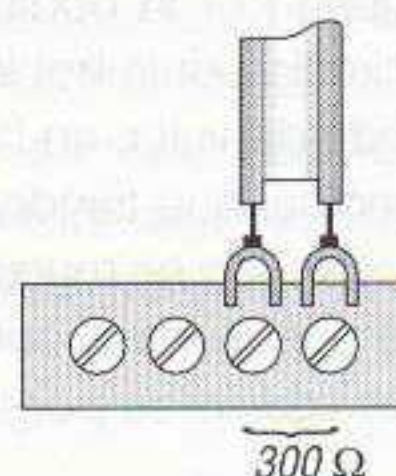
Para evitar lo expuesto es imprescindible que el radioreceptor disponga de un medio de selección que permita el paso de una determinada frecuencia portadora hacia él, y se oponga al paso de todas las demás. Esta función se lleva a cabo en la etapa de sintonía, la cual es la primera etapa de todo radioreceptor.

ACOPLAMIENTO ENTRE ANTENA Y SINTONIZADOR

Ya en el capítulo anterior se expuso la necesidad de que la línea de antena tenga la misma impedancia que la de entrada de antena del aparato receptor, con el fin de transmitir la máxima energía de la antena al sintonizador. La conexión de línea de antena al sintonizador se efectúa, normalmente, mediante tornillos prisioneros, tal y como se muestra en las figuras 3.1 y 3.2.



3.1 Conexión de una línea de antena asimétrica a la entrada de antena del sintonizador.



3.2 Conexión de una línea de antena simétrica a la entrada de antena del sintonizador.

Habitualmente la entrada de antena del receptor suele ser de 300Ω , por lo que se utiliza cable de antena simétrico de 300Ω , o bien un adaptador de impedancias de $75/300 \Omega$, tal y como se indicó en el capítulo anterior.

En el supuesto de radiorreceptores con entrada de antena de 75Ω , se utiliza línea coaxial de 75Ω , la cual se puede conectar al sintonizador mediante tornillos prisioneros o mediante un conector coaxial adecuado. Si el receptor dispone de doble entrada (75 y 300Ω), se podrán utilizar líneas de 75 o de 300Ω , pero siempre conectándolas a la entrada adecuada para que la transferencia de energía sea la máxima.

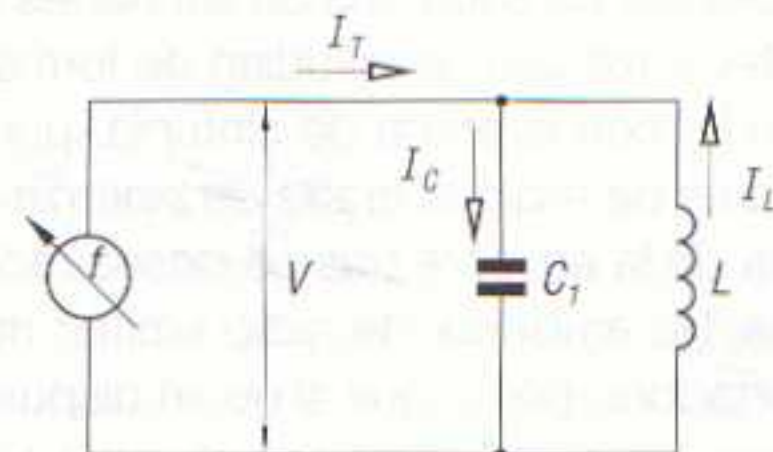
La entrada de antena del receptor es el medio a través del cual las señales de RF captadas por la antena son introducidas en la etapa de sintonía, y a partir de ella son sometidas a una serie de tratamientos antes de que las señales de audio que las modulan sean reproducidas por el altavoz.

El primer tratamiento que han de sufrir las señales de RF es el de selección (de entre todas las señales captadas por la antena) de una sola (la que se desea recibir). Es por tanto lógico que las señales de RF de todas las emisoras captadas por la antena se apliquen a la etapa de sintonía, por lo que la entrada de antena del sintonizador es, a su vez, la entrada del circuito de sintonía.

RESONANCIA DE UN CIRCUITO LC PARALELO

Sea un circuito LC paralelo al que se le aplican corrientes alternas de diferentes frecuencias (figura 3.3).

3.3 Circuito LC paralelo conectado a un generador de c.a. capaz de proporcionarle corrientes de diversos valores de frecuencia.



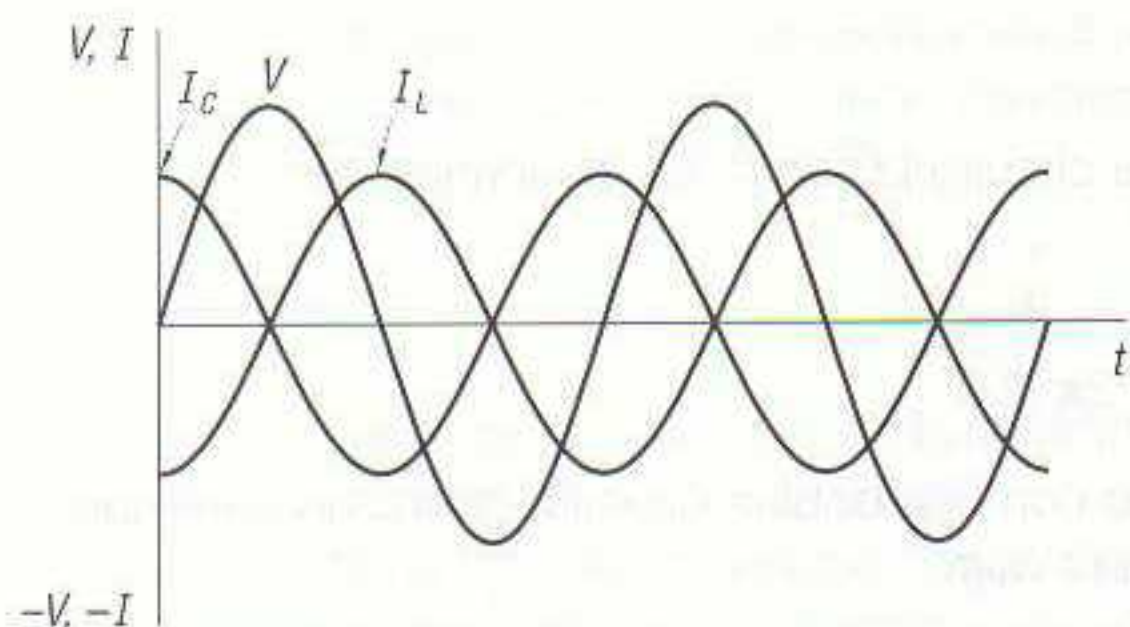
En este circuito la tensión aplicada a la bobina y al condensador es la misma, puesto que están conectados en paralelo, es decir, tanto en los terminales del condensador como en los de la bobina el curso senoidal de la tensión es el mismo, por lo que los valores instantáneos de la tensión no varían en uno u otro componente. Sin embargo, el valor de la corriente no es el mismo en cada instante, puesto que en todo condensador la corriente adelanta 90° a la tensión (un cuarto de período en adelante) y en la bobina la corriente se atrasa 90° respecto a la tensión (un cuarto de período de atraso). Esto se debe a que en las placas del condensador no aparece la tensión máxima hasta que éste está cargado, para lo cual se necesita que previamente se produzca una circulación de corriente desde el generador hasta el condensador.

En el caso de la bobina, en cambio, y debido al efecto de la autoinducción, se produce en ella una corriente de signo opuesto al de la corriente principal proporcionada por el generador, por lo que ambas corrientes se restan y el resultado es como si al comienzo del fenómeno no circulase corriente alguna por la bobina. Más tarde, concretamente un cuarto de período después, la corriente que circula por la bobina alcanza su valor máximo. Esto se debe a que, a medida que la tensión descende de valor, en la bobina se crea una corriente autoinducida del mismo sentido que la corriente principal que tiende a mantener ésta.

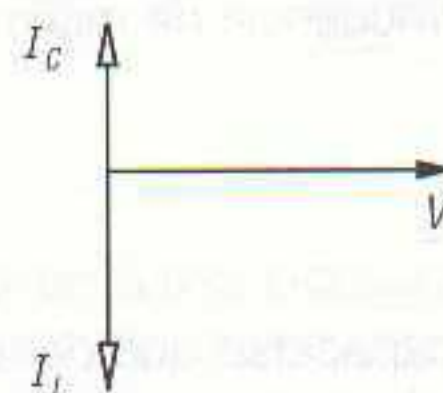
Todo lo explicado se muestra gráficamente en los diagramas senoidal y vectorial de las figuras 3.4 y 3.5, donde puede ver el curso en el tiempo de la tensión y corrientes del circuito de la figura 3.3.

En ambas figuras se pueden comprobar los siguientes puntos de interés:

- La corriente en el condensador va adelantada 90° respecto a la tensión.
- La corriente en la bobina va atrasada 90° respecto a la tensión.



3.4 Diagrama senoidal de tensión y corrientes presentes en el circuito LC paralelo de la figura 3.3.



3.5 Diagrama vectorial de tensión y corrientes presentes en el circuito LC de la figura 3.3.

- Como resultado, la corriente en el condensador está desfasada 180° (oposición de fase) con respecto a la corriente de la bobina. Cuando la corriente en el condensador alcanza un valor máximo positivo, la corriente en la bobina alcanza el valor máximo negativo y viceversa.

De todo lo expuesto se deduce que por el conductor común del circuito LC paralelo de la figura 3.3 circula una corriente I cuyo valor es igual a la suma de las corrientes I_C e I_L , y como estas corrientes son siempre de signo opuesto, se tiene que:

$$I = I_C + (-I_L) = -I_C + I_L$$

Si las corrientes I_C e I_L tienen el mismo valor, la corriente total I será nula. Sólo si I_C es diferente de I_L la corriente I tendrá algún valor, cuyo signo (positivo o negativo) será en cada instante el mismo que el del valor absoluto mayor de las corrientes I_C e I_L . Por tanto, la corriente I será nula cuando I_C e I_L sean iguales y de signo opuesto.

Para que se dé esta circunstancia, y teniendo en cuenta que la tensión aplicada a la bobina y el condensador es la misma en cada instante (puesto que están en paralelo), es necesario que la reactancia u oposición al paso de la corriente alterna de ambos componentes sea la misma; es decir, debe cumplirse la igualdad:

$$X_C = X_L$$

O, lo que es lo mismo:

$$\frac{1}{2\pi f C} = 2\pi f L$$

donde f es la *frecuencia de resonancia* del circuito, es decir, aquella frecuencia de c.a. para la cual las reactancias inductiva y capacitiva se igualan. Cuando se da esta igualdad, las corrientes son del mismo valor y de signo opuesto, y se dice que el *circuito se encuentra en resonancia*.

En un principio cabe preguntarse cómo es posible que circulando corriente por la bobina y por el condensador el generador no suministre corriente. Esto se comprende fácilmente ya que el conjunto LC forma un circuito cerrado, es decir, el condensador es el que suministra corriente a la bobina y viceversa, por lo que el generador no cumple, en este caso, función alguna. En la práctica, sin embargo, esta teoría no es válida, ya que en el circuito LC se producen pérdidas de energía que es necesario reponer mediante el generador.

De la igualdad:

$$\frac{1}{2\pi f C} = 2\pi f L$$

se extraen las siguientes conclusiones:

- La frecuencia de resonancia f para la cual el circuito LC entra en resonancia es:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

- La capacidad que debe ponerse en paralelo con una bobina de valor conocido para que el circuito entre en resonancia a una frecuencia f vale:

$$C = \frac{1}{4\pi^2 f^2 L}$$

- La inductancia que debe utilizarse para conseguir la resonancia con un condensador de capacidad conocida, a una frecuencia f , vale:

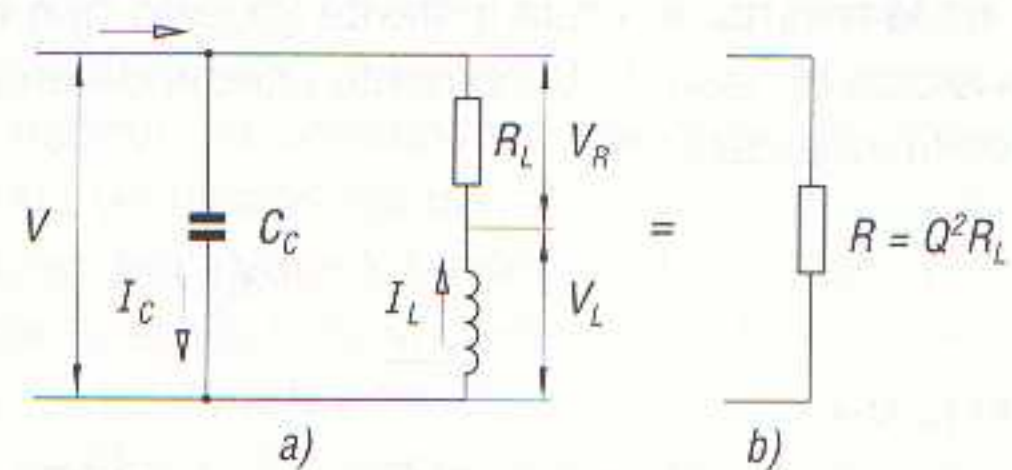
$$L = \frac{1}{4\pi^2 f^2 C}$$

IMPEDANCIA DE UN CIRCUITO RESONANTE LC

La *impedancia* (Z) de un circuito resonante LC es la oposición que contrapone el circuito al paso de la corriente alterna. Por lo tanto, teniendo en cuenta que en todo circuito LC se dan tres factores (capacidad, autoinducción y resistencia, puesto que toda bobina presenta además de una reactancia una resistencia óhmica debida a la resistencia propia de su devanado), en el cálculo de la impedancia de un circuito intervienen los factores X_L , X_C y R_L .

La impedancia varía con el valor de la frecuencia de la corriente eléctrica que circula por el circuito. En un circuito resonante LC paralelo la impedancia es máxima para la frecuencia de resonancia.

3.6 a) Esquema equivalente de un circuito LC paralelo real.
b) Circuito equivalente a la frecuencia de resonancia.



En la figura 3.6 se ha dibujado el esquema equivalente de un circuito resonante LC paralelo real, consistente en un condensador en paralelo con una conexión serie de la inductancia y la resistencia óhmica propia del hilo de ésta. En este caso la frecuencia de resonancia ya no se puede calcular con la fórmula:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

sino que es algo menor debido a la influencia de la resistencia. Sin embargo, si el valor de la resistencia no es muy grande, la diferencia entre la frecuencia real de resonancia y la frecuencia calculada puede despreciarse y es posible aceptar como buena esta fórmula.

A la frecuencia de resonancia la impedancia Z del circuito LC paralelo no es infinita (como en el supuesto teórico de una ausencia total de la resistencia óhmica). Recuérdese que en un circuito LC paralelo en estado de resonancia la corriente es nula, y, por lo tanto, su impedancia, de valor infinito.

Esto, repetimos, es en el caso teórico ideal de un circuito LC paralelo. En un circuito LC paralelo real el valor de la impedancia Z viene determinado por la fórmula:

$$Z = \frac{4\pi^2 f^2 L^2}{R_L}$$

donde f es el valor de la frecuencia de la corriente aplicada; L , el valor de la autoinducción de la bobina, y R_L , la resistencia propia de ésta.

De esta última fórmula se deduce que el valor de Z es inversamente proporcional al valor de R_L .

Recibe el nombre de *factor de calidad de una bobina a la frecuencia de resonancia*, o simplemente *factor de calidad Q* , el cociente:

$$Q = \frac{2\pi fL}{R_L} = \frac{X_L}{R_L}$$

Es decir, una bobina tiene un factor de calidad tanto mayor cuanto menor sea su resistencia óhmica con respecto a su reactancia inductiva, a la frecuencia de resonancia. Multiplicando por R_L el numerador y el denominador de la expresión que permite calcular la impedancia máxima de un circuito LC paralelo se obtiene:

$$Z = \frac{4\pi^2 f^2 L^2 R_L}{R_L^2}$$

de donde se deduce:

$$Z = \left(\frac{4\pi^2 f^2 L^2}{R_L^2} \right) R_L$$

Y como:

$$\frac{4\pi^2 f^2 L^2}{R_L^2} = \left(\frac{2\pi fL}{R_L} \right)^2 = Q^2$$

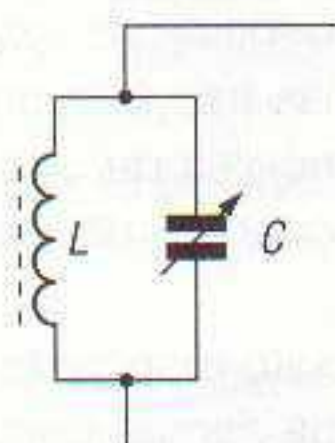
se podrá escribir que:

$$Z = Q^2 R_L$$

A la frecuencia de resonancia la impedancia Z del circuito LC paralelo alcanza, por tanto, su valor máximo, siendo éste igual a $Q^2 R_L$.

SINTONIZADOR LC PARALELO

El circuito más elemental de sintonizador para radioreceptor está compuesto por una bobina y un condensador variable en paralelo (figura 3.7). Este circuito es capaz de proporcionar selectividad a



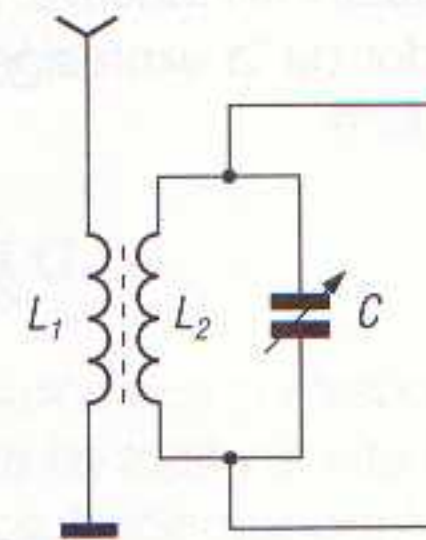
3.7 Circuito elemental de una etapa de sintonía.

un receptor de radio, es decir, de seleccionar, entre todas las frecuencias portadoras que llegan a la antena, aquella que interesa recibir y amplificar.

Como se puede ver en la figura, se trata de un simple circuito resonante LC paralelo, cuya frecuencia de resonancia puede variarse actuando sobre un condensador variable. Así, para una misma bobina y un mismo condensador, se tiene una frecuencia de resonancia perfectamente determinada y fija, pero si se varía la capacidad del condensador dicha frecuencia de resonancia varía según la fórmula:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

La capacidad del circuito se puede variar mediante la utilización de un condensador variable, haciendo girar el eje que acciona sus placas móviles. En este caso (y puesto que la frecuencia de resonancia depende de la capacidad del condensador) se obtiene una frecuencia de resonancia distinta para cada posición del eje del condensador.



3.8 Etapa de sintonía compuesta por un transformador de RF y un condensador variable.

En la figura 3.8 se ha dibujado el esquema de un circuito práctico de etapa de sintonía, la cual consta de un transformador de RF a cuyo primario se conecta una antena y tierra, y a su secundario, un condensador variable en paralelo. Entre antena y tierra quedan aplicadas todas las frecuencias portadoras de la emisoras, y sus tensiones son inducidas en el secundario del transformador por las peculiares características de éste.

Supóngase que a la antena llegan tres frecuencias portadoras de OM, de 700, 800 y 1.000 kHz, respectivamente, y que el circuito resonante está formado por una bobina de 220 μ H y un condensador cuya capacidad puede variar entre 70 y 270 pF.

Cuando se introducen totalmente las placas móviles del condensador dentro de las fijas, la capacidad de éste es máxima y la frecuencia de resonancia del circuito valdrá:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{1}{2 \times 3,14 \times \sqrt{220 \times 10^{-6} \text{ H} \times 270 \times 10^{-12} \text{ F}}} = 653 \text{ kHz}$$

Cuando las placas móviles están fuera por completo, la capacidad del condensador es mínima y la frecuencia de resonancia del circuito será:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{1}{2 \times 3,14 \times \sqrt{220 \times 10^{-6} \text{ H} \times 70 \times 10^{-12} \text{ F}}} = 1.282 \text{ kHz}$$

Con estos dos cálculos se demuestra que ambas frecuencias de resonancia son los límites de una gama de frecuencias dentro de la cual se encuentran las tres frecuencias que se desean sintonizar, por lo que, introduciendo más o menos las placas móviles del condensador variable, se obtienen tres posiciones en las cuales la frecuencia de resonancia del circuito coincide con la frecuencia de la portadora de cada una de las emisoras.

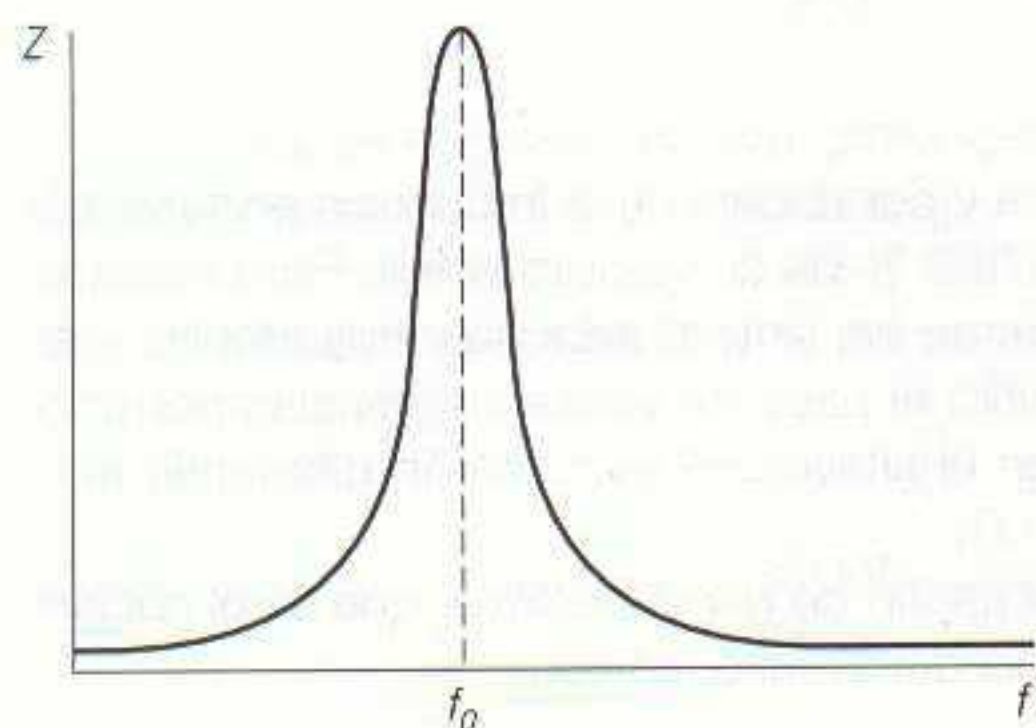
Para la frecuencia de resonancia la impedancia del circuito resonante es máxima, pues se trata de un circuito resonante LC paralelo, pero no es así para las demás frecuencias, las cuales lo atra-

viesan con facilidad. De aquí se deduce que en bornes del circuito resonante aparece una tensión máxima a la frecuencia de resonancia, la cual puede aplicarse a una etapa amplificadora de RF para aumentar el nivel de la señal.

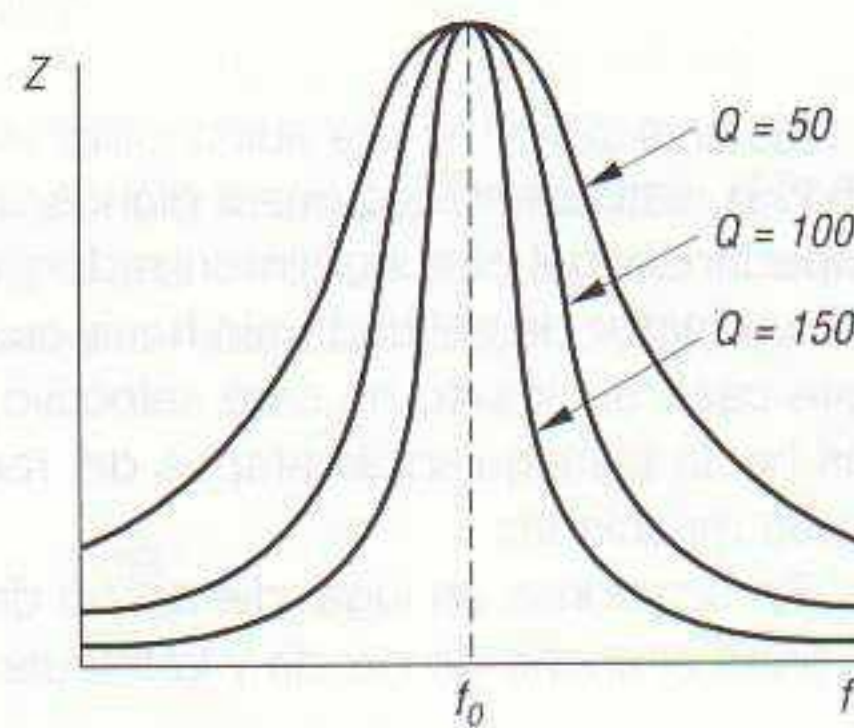
Curva de resonancia de un sintonizador LC

En la figura 3.9 se muestra la curva de resonancia de un circuito LC paralelo. En ella la impedancia es máxima para la frecuencia de resonancia f_0 .

Para frecuencias por debajo de la de resonancia la impedancia disminuye de valor, de forma que para la corriente continua la única oposición que presenta el circuito es la resistencia propia del devanado de la bobina, puesto que ésta no opone reactancia a la c.c. Para frecuencias superiores a la de resonancia también baja la impedancia, puesto que el condensador se comporta como un cortocircuito para dichas frecuencias.



3.9 Curva de resonancia de un circuito LC paralelo.



3.10 Cuanto mayor sea el factor de calidad de un circuito LC paralelo, más estrecha será la curva de resonancia y más selectivo será el circuito.

Se debe poner de manifiesto la influencia que el factor de calidad Q del circuito ejerce sobre la curva de resonancia. Cuanto mayor sea el factor de calidad, más estrecha será la curva de resonancia y más selectivo será el circuito (figura 3.10).

Ancho de banda de un sintonizador LC

En un principio parece que las curvas de resonancia más estrechas son las más idóneas, puesto que son más selectivas y, por lo tanto, permiten diferenciar más entre dos frecuencias portadoras próximas. Sin embargo, cabe considerar un punto muy importante: el ancho de banda de la frecuencia portadora modulada. Efectivamente, como se expone en el capítulo 1 de esta obra, al quedar modulada la portadora se crean dos bandas laterales dentro de las cuales se incluye toda la información que se desea transmitir. De ello se deduce que si el circuito es muy selectivo, es decir, presenta una curva de resonancia muy aguda, apenas le llega información.

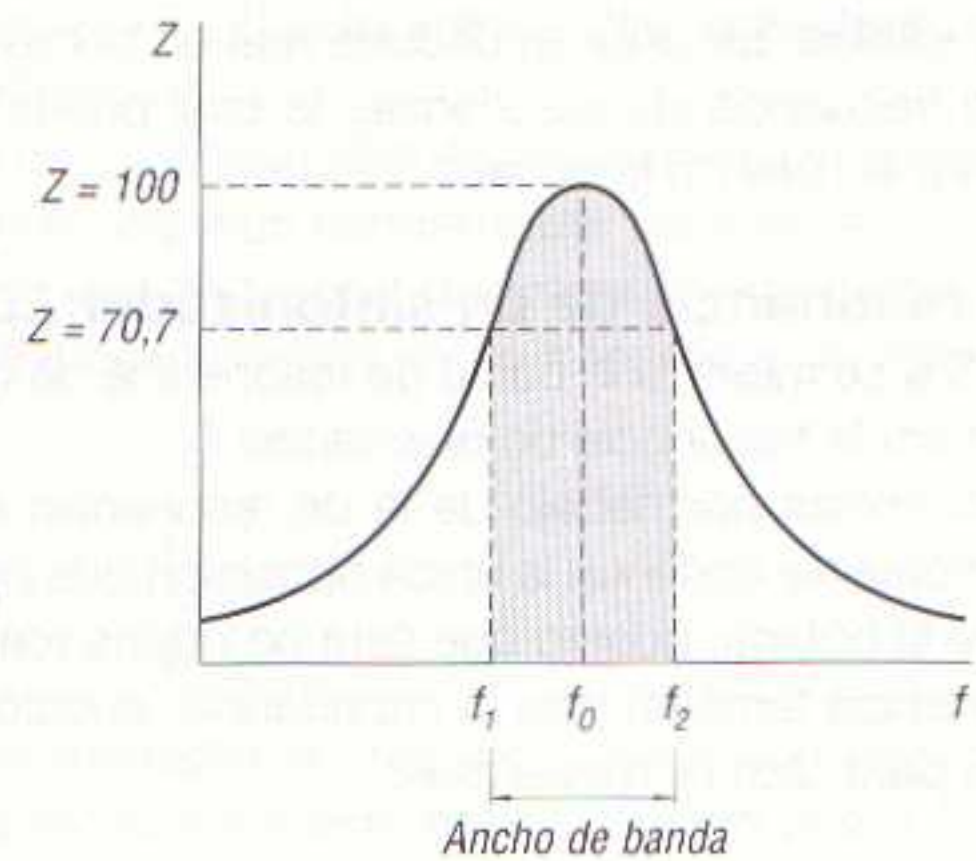
Para evitar esto se diseñan los sintonizadores de manera que su factor de calidad sea el adecuado para que capten no sólo la frecuencia portadora, sino también las bandas laterales.

El ancho de banda de un sintonizador debe ser tal que la diferencia entre la frecuencia más baja y la más alta que puedan sintonizarse del ancho de banda no presente una impedancia inferior a -3 dB del valor máximo de la impedancia a la frecuencia de resonancia, es decir, el 70,7 % del valor máximo de impedancia (figura 3.11).

Así, si un circuito de sintonía presenta una impedancia de $20 \text{ k}\Omega$ a la frecuencia de resonancia, a la frecuencia más baja y la más alta de las bandas laterales sólo debe presentar un 70,7 % de dicho valor, es decir, $14,14 \text{ k}\Omega$.

Todo ello está lógicamente vinculado con los anchos de banda de las emisoras. De este modo, como la máxima variación de frecuencia que puede radiarse en OM es de $4,5 \text{ kHz}$, y en FM es de

3.11 El ancho de banda de una etapa de sintonía debe ser tal que la impedancia a las frecuencias de corte superior e inferior de la banda lateral sea un 70,7 % del valor de la impedancia a la frecuencia de resonancia.



75 kHz, esto establece que a dichos valores por encima y por debajo de la frecuencia portadora la impedancia del circuito sintonizador debe bajar a un 70,7 % de su valor máximo. Por el contrario, un factor de calidad bajo hace que el ancho de banda del sintonizador sea muy amplio, y en este caso el circuito no será selectivo, es decir, permitirá el paso de varias frecuencias portadoras hacia las siguientes etapas del radioreceptor y en el altavoz se escucharán diferentes emisoras mezcladas.

En ocasiones en lugar del ancho de banda se da el *ancho de banda relativo*, que es el cociente entre el ancho de banda y la frecuencia de resonancia del circuito, es decir:

$$\text{ancho de banda relativo} = \frac{f_2 - f_1}{f_0}$$

Cuanto mayor sea el factor de calidad Q del circuito, más pequeño será el ancho de banda relativo y, por tanto, mayor será la selectividad.

La relación entre el ancho de banda relativo y el factor de calidad, Q , viene dada por la siguiente fórmula:

$$\frac{f_2 - f_1}{f_0} = \frac{1}{Q}$$

Las frecuencias f_2 y f_1 son las de corte del circuito, o sea, aquellos valores de frecuencia por encima y por debajo de la frecuencia de resonancia en los que la impedancia del circuito alcanza un 70,7 % del valor de la impedancia a la frecuencia de resonancia. Conocidos el factor de calidad Q del circuito y la frecuencia de resonancia, se pueden calcular las frecuencias de corte superior e inferior mediante las fórmulas:

$$f_2 = f_0 + \frac{1}{2} \frac{f_0}{Q} = f_0 \left(1 + \frac{1}{2Q} \right)$$

$$f_1 = f_0 - \frac{1}{2} \frac{f_0}{Q} = f_0 \left(1 - \frac{1}{2Q} \right)$$

Veamos un ejemplo de cálculo de todo lo expuesto. Supóngase una etapa de sintonía para OM que está sintonizada a la frecuencia de 1 MHz, y cuya calidad Q es de 110.

El ancho de banda relativo es:

$$\frac{1}{Q} = \frac{1}{110} \approx 0,009$$

El ancho de banda será:

$$f_0 \frac{1}{Q} = 1.000 \text{ kHz} \times 0,009 = 9 \text{ kHz}$$

La frecuencia de corte inferior:

$$f_1 = f_0 \left(1 - \frac{1}{2Q}\right) = 1.000 \text{ kHz} \times \left(1 - \frac{1}{220}\right) \approx 995,5 \text{ kHz}$$

Y la frecuencia de corte superior:

$$f_2 = f_0 \left(1 + \frac{1}{2Q}\right) = 1.000 \text{ kHz} \times \left(1 + \frac{1}{220}\right) \approx 1.004,5 \text{ kHz}$$

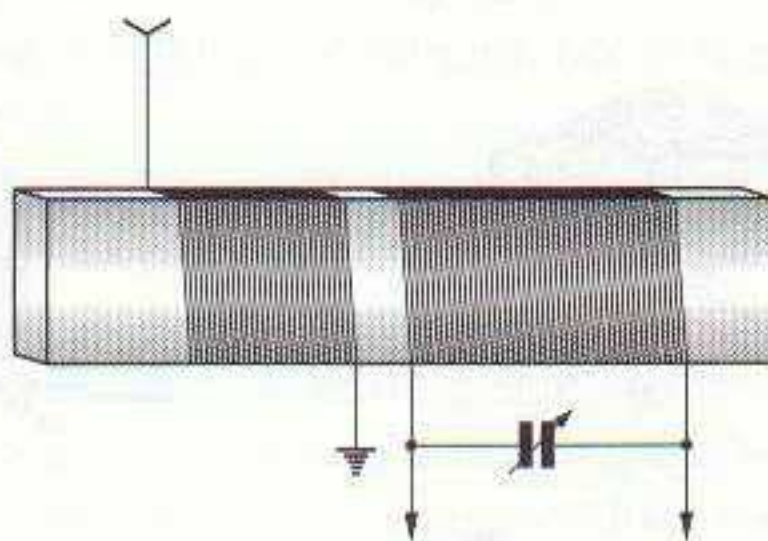
Así pues, en el circuito puesto como ejemplo la frecuencia sintonizada es de 1 MHz (a la cual el circuito presenta la máxima impedancia), el ancho de banda es de 9 kHz y las frecuencias de corte superior e inferior son de 1.004,5 y 995,5 kHz, respectivamente. A dichas frecuencias la impedancia alcanza un valor del 70,7 % del valor máximo o, lo que es lo mismo, 3 dB por debajo del valor máximo, ya que:

$$20 \log \frac{100}{70,7} = 20 \log 1,41 = 3 \text{ dB}$$

BOBINAS PARA ETAPAS DE SINTONÍA

Las bobinas utilizadas en las etapas de sintonía constan de un arrollamiento de hilo conductor devanado sobre un soporte de fibra, plástico u otro material. En la fabricación de estas bobinas se utiliza hilo de cobre cuando la frecuencia de la corriente que por ella circula es de hasta 50 MHz. Para frecuencias superiores se emplea cobre plateado, con el fin de evitar pérdidas.

En RF se utiliza *hilo de Litz*, consistente en un determinado número de hilos finos aislados individualmente, o bien de hilos trenzados en grupos de tres. Cada grupo de tres hilos debe pasar desde la superficie exterior hacia el interior del cable, con lo cual se distribuye la corriente superficial (debida al efecto pelicular) a través de la sección recta total, incrementándose así la sección efectiva y reduciéndose las pérdidas de alta frecuencia por el efecto pelicular ya citado.



3.12 Antena de ferrita para OM.

En OM y OL se utilizan las denominadas *antenas de ferrita*, que consisten en un circuito sintonizado cuya bobina está dotada de un núcleo de material con muy alta permeabilidad (figura 3.12). El núcleo de ferrita es un óxido de metales magnéticos con características dieléctricas, es decir, materiales magnéticos aislantes al paso de la corriente eléctrica.

Son diversas las clases de ferritas utilizadas en electrónica, cada una de ellas con sus propias ventajas e inconvenientes según la aplicación. En el caso de las antenas de ferrita se utilizan ba-

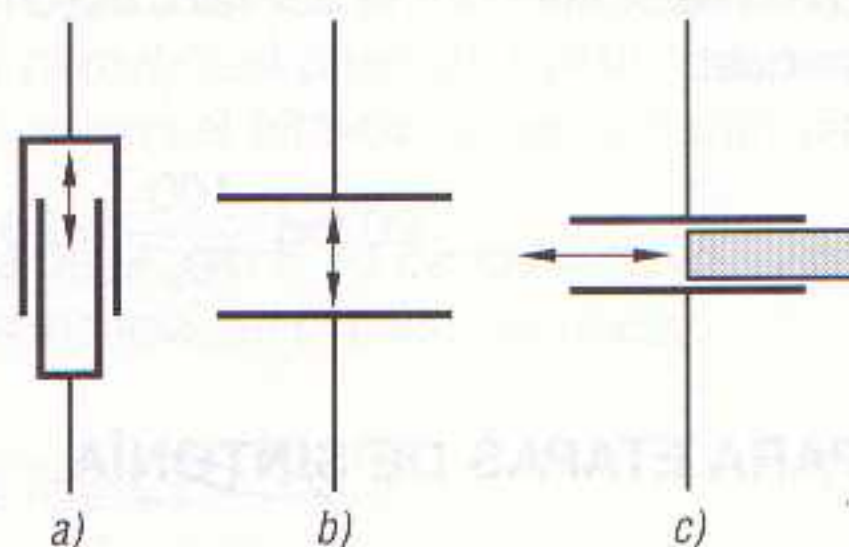
rras cilíndricas o rectangulares a base de níquel (ferrita de níquel = NiOFe_2O_3). La ferrita de níquel es adecuada para trabajar con frecuencias superiores a los 100 kHz, ya que su alto punto de Curie favorece la obtención de pérdidas pequeñas para las frecuencias elevadas.

CONDENSADORES VARIABLES PARA ETAPAS DE SINTONÍA

Aunque cada vez se utilizan más los diodos de capacidad variable como elementos para sintonizar las emisoras de radio, aún es posible encontrar receptores que utilizan como elemento de sintonización un condensador variable, razón por la cual los estudiamos a continuación. Una de las formas de modificar el valor de la frecuencia de resonancia del circuito de sintonía es mediante un condensador variable, puesto que modificando la capacidad del circuito LC se varía su frecuencia de resonancia. Aquí se presentan tres posibilidades para el ajuste de la capacidad:

- Variando la superficie enfrentada de las placas (figura 3.13a).
- Variando la separación entre placas (figura 3.13b).
- Variando el dieléctrico (figura 3.13c).

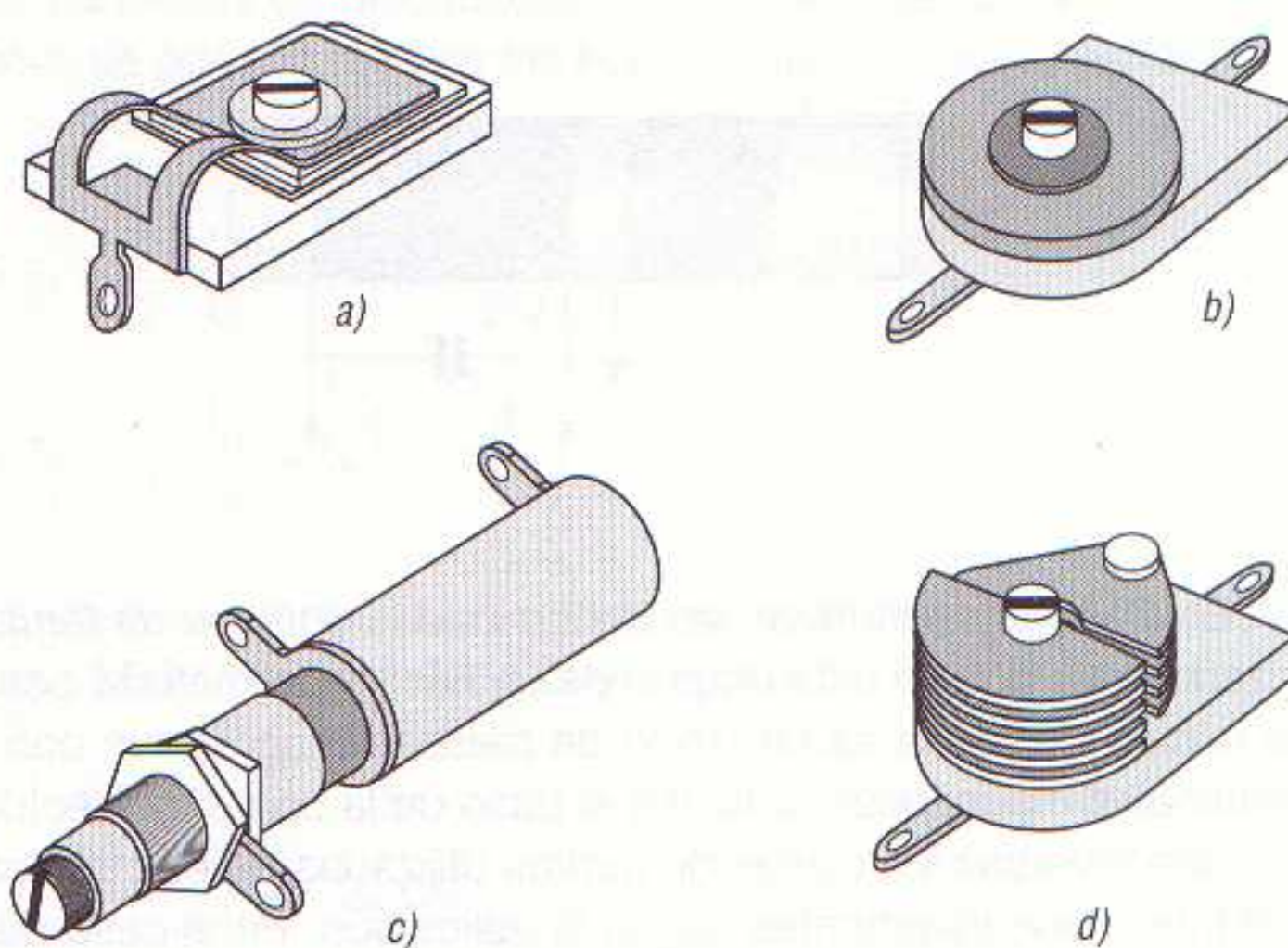
3.13 Posibles métodos de ajuste de la capacidad de un condensador. a) Variando la superficie enfrentada de las placas. b) Variando la separación entre placas. c) Variando el dieléctrico.



Bajo otro punto de vista se distinguen dos tipos de ajuste en los condensadores:

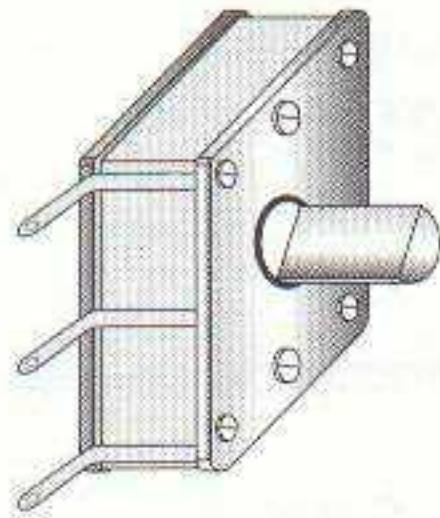
- Ajustes que se realizan una sola vez, con el fin de obtener un valor determinado de capacidad y no modificarlo en el futuro. El condensador con este tipo de ajuste se denomina *trimmer*, siendo accionado, generalmente, mediante un destornillador aislante (figura 3.14).
- Ajustes que se realizan frecuentemente y que sirven para cambiar las condiciones de funcionamiento de un circuito o aparato. Su accionamiento se llama *sintonización* y casi siempre se realiza girando un botón solidario al eje de giro de las armaduras móviles del condensador.

3.14 Tipos de trimmers. a) De presión. b) De disco. c) Tubular o cilíndrico. d) De placas.



CONDENSADORES VARIABLES

Entre los condensadores variables en servicio predominan los condensadores giratorios con dieléctrico de aire (figura 3.15).



3.15 Pequeño condensador variable con dieléctrico de plástico o mica, utilizado en receptores de radio de AM y FM.

La capacidad de estos condensadores se modifica mediante un paquete de discos metálicos giratorios (denominado *rotor*) que se sumerge más o menos dentro de otro paquete de discos metálicos fijos (denominado *estator*). El rotor está unido eléctricamente con la *caja* o *cuba*, mientras que el estator está sujeto aisladamente dentro de la cuba.

El aire, como dieléctrico, tiene unas pérdidas muy pequeñas, pero requiere un gran volumen de condensador. Con el fin de poder obtener condensadores giratorios de tamaño reducido, en ocasiones se intercalan entre las placas hojas de plástico o mica, que aumentan la constante dieléctrica y permiten reducir la separación entre las placas.

Los condensadores giratorios se fabrican para capacidades de hasta 500 pF (e incluso más), siendo valores muy usuales los siguientes:

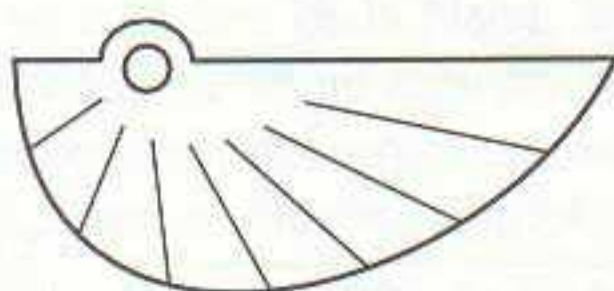
- OM: de 200 a 500 pF.
- OC: de 50 a 200 pF.
- VHF: de 5 a 50 pF.

Es decir, que para cada gama de onda se precisa un condensador variable de capacidad adecuada.

Una particularidad muy extendida en los condensadores variables es la de montar dos o más unidades sobre un mismo eje de accionamiento, con el objetivo de hacer variar de forma simultánea la capacidad de dos circuitos oscilantes. Esto resulta particularmente ventajoso en los receptores *superheterodinos*, en los cuales (para obtener una FI siempre del mismo valor) es preciso que la diferencia entre la frecuencia de resonancia del circuito de sintonía y la frecuencia de resonancia del oscilador local se mantenga constante, por lo que se debe variar al mismo tiempo las capacidades de ambos circuitos.

Según el perfil de las placas del rotor se consigue modificar de distintas formas la capacidad respecto al ángulo de giro. En el caso de condensadores variables para circuitos de sintonía de radio-receptores, donde interesa que el ángulo de giro de las placas del rotor sea proporcional a la frecuencia, la forma de las placas es la que se muestra en la figura 3.16, con unos cortes de división de segmentos que sirven para graduar la marcha de la capacidad.

Doblando un segmento hacia la armadura vecina del estator, se eleva la capacidad de todo el campo de ajuste; si el segmento se dobla hacia fuera, se reduce la capacidad.



3.16 Perfil de las placas para un condensador variable, cuyo ángulo de giro es proporcional a la frecuencia.

Veamos ahora cómo cambia la frecuencia de resonancia de un circuito LC según el ángulo de giro del condensador variable. Para ello se debe partir del hecho de que cuando el rotor del condensador variable está totalmente abierto (es decir, fuera del estator), el condensador presenta su mínima capacidad (C_{\min}) y puede sintonizar, junto con la bobina de sintonía, una frecuencia cuyo valor será el más alto posible que pueda entrar en resonancia con los valores de C_{\min} y L , según la fórmula:

$$f_{\max} = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC_{\min}}}$$

Cuando el condensador está totalmente cerrado, la frecuencia de resonancia alcanza su valor mínimo:

$$f_{\min} = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC_{\max}}}$$

Dividiendo ahora f_{\max} por f_{\min} se tiene:

$$\frac{f_{\max}}{f_{\min}} = \frac{\frac{1}{2\pi \sqrt{LC_{\min}}}}{\frac{1}{2\pi \sqrt{LC_{\max}}}}$$

de donde se deduce que:

$$\frac{f_{\max}}{f_{\min}} = \sqrt{\frac{C_{\max}}{C_{\min}}}$$

De esta última expresión se obtiene la conclusión de que el cociente entre la frecuencia máxima y la frecuencia mínima es igual a la raíz cuadrada del cociente entre la capacidad máxima y la capacidad mínima. Este cociente no depende en absoluto de la autoinducción de la bobina.

Supóngase, por ejemplo, un condensador variable cuya capacidad pueda oscilar entre 20 y 180 pF. En este caso, la relación que existe entre las frecuencias máxima y mínima que pueden sintonizarse con él será:

$$\frac{f_{\max}}{f_{\min}} = \sqrt{\frac{C_{\max}}{C_{\min}}} = \sqrt{\frac{180 \text{ pF}}{20 \text{ pF}}} = \sqrt{9} = 3$$

Es decir, la frecuencia máxima que puede sintonizarse con este condensador tiene un valor tres veces superior al de la frecuencia mínima.

Así, supóngase ahora un circuito de sintonía formado por una bobina de 450 μH en paralelo con un condensador cuya capacidad es variable entre 20 y 180 pF.

La frecuencia mínima de sintonía es:

$$f_{\min} = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC_{\max}}} = \frac{1}{2 \times 3,14 \times \sqrt{450 \times 10^{-6} \text{ H} \times 180 \times 10^{-12} \text{ F}}} \approx 560 \text{ kHz}$$

Y la máxima:

$$f_{\max} = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC_{\min}}} = \frac{1}{2 \times 3,14 \times \sqrt{450 \times 10^{-6} \text{ H} \times 20 \times 10^{-12} \text{ F}}} \approx 1.678 \text{ kHz}$$

En las diversas posiciones intermedias del eje se sintonizarán todas las frecuencias comprendidas entre 560 y 1.678 kHz, o sea, todas las frecuencias de las emisiones en OM.

Como se puede comprobar, la relación entre la frecuencia máxima y mínima es de 3:1, tal y como se quiere demostrar. Esto sucede con una determinada bobina. Si se utiliza otra bobina de valor diferente, lógicamente variará la gama de frecuencias sintonizadas, pero siempre con una relación 3:1.

Si se desea calcular el valor de la autoinducción necesaria para sintonizar la gama de 560 a 1.678 kHz, basta tener en cuenta que con $C_{\text{máx}} = 180$ pF se sintoniza $f_{\text{mín}} = 560$ kHz y que entre estas magnitudes existe la relación:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

Una forma cómoda de calcular el valor de L consiste en expresar f en MHz, C en pF y L en μH , en cuyo caso la fórmula anterior se puede expresar como sigue:

$$f \approx \frac{160}{\sqrt{LC}}$$

Y de ella despejar el valor de L :

$$L = \frac{160^2}{f^2 C}$$

En el caso de la OM la frecuencia $f_{\text{mín}}$ es de 0,56 MHz y la capacidad C , de 180 pF; en consecuencia:

$$L = \frac{160^2}{f^2 C} = \frac{160^2}{(0,56 \text{ MHz})^2 \times 180 \text{ pF}} \approx 450 \mu\text{H}$$

De igual forma puede calcularse, por ejemplo, el valor de una bobina para que, con el mismo condensador cerrado, sintonice una frecuencia de OC de 6 MHz:

$$L = \frac{160^2}{f^2 C} = \frac{160^2}{(6 \text{ MHz})^2 \times 180 \text{ pF}} \approx 4 \mu\text{H}$$

En este caso, al abrir el condensador por completo ($C_{\text{mín}} = 20$ pF), se sintoniza una frecuencia de:

$$f = 3 \times 6 \text{ MHz} = 18 \text{ MHz}$$

En efecto:

$$f \approx \frac{160}{\sqrt{LC}} = \frac{160}{\sqrt{4 \mu\text{H} \times 20 \text{ pF}}} \approx 18 \text{ MHz}$$

De la forma expuesta, con un único condensador variable de 20 a 180 pF y dos bobinas ($L_{\text{OM}} = 450 \mu\text{H}$ y $L_{\text{OC}} = 4 \mu\text{H}$) se pueden sintonizar todas las frecuencias de OM y OC.

A continuación se justifica la especial forma constructiva de las placas de los condensadores variables de sintonía (figura 3.16). En primer lugar se observa en la citada figura que el eje de arrastre no se encuentra en el centro de la placa, sino bastante desplazado.

La razón de este desplazamiento está en que, según las normas internacionales, las frecuencias de las portadoras de las distintas emisoras deben estar situadas (dentro de la gama) de manera que entre ellas exista, como mínimo, una diferencia de 10 kHz, con el fin de que los anchos de banda no se interfieran.

Así, en una determinada ciudad, y en la gama de OM de 500 a 1.600 kHz, pueden coexistir emisoras que emitan a 500, 510, 520, 530 kHz, etc., hasta un total de unas cien emisoras, pero ninguna más intermedia, ya que en ese caso se interfieren.

Con esta premisa resulta lógico que las emisoras aparezcan igualmente espaciadas en el cuadrante del radioreceptor, lo cual resulta imposible si el eje de arrastre del condensador se dispone en el centro de las placas.

Efectivamente, considerando de nuevo el condensador variable de 20 a 180 pF tomado de ejemplo, su capacidad varía proporcionalmente al giro del eje, de forma que siendo la variación de capacidad total de:

$$180 \text{ pF} - 20 \text{ pF} = 160 \text{ pF}$$

al girar el mando hasta la mitad de su recorrido la variación de capacidad será:

$$\frac{180 \text{ pF}}{2} = 90 \text{ pF}$$

que junto con los 20 pF de capacidad parásita hacen un total de 110 pF. Esta capacidad, junto con una bobina de 450 μH (para OM), sintoniza una frecuencia de:

$$f \approx \frac{160}{\sqrt{LC}} = \frac{160}{\sqrt{450 \mu\text{H} \times 110 \text{ pF}}} = 0,72 \text{ MHz} = 720 \text{ kHz}$$

De aquí se deduce que, al abrir el condensador desde la posición totalmente cerrada hasta la posición media, se sintonizan todas las emisoras comprendidas entre 560 y 720 kHz, es decir, un total de:

$$\frac{720 \text{ kHz} - 560 \text{ kHz}}{10 \text{ kHz}} = 16 \text{ emisoras}$$

Y al abrirlo desde la posición media hasta la posición totalmente abierta, se capta todo el resto de emisoras.

Como consecuencia de esto la mayoría de emisoras aparecen en la parte derecha del dial del receptor, estando tanto más juntas en el cuadrante cuanto más abierta sea la posición del eje del condensador y, por lo tanto, de difícil localización.

Con la disposición de la figura 3.16, al girar el eje hasta la posición media la disminución de capacidad es mucho mayor, puesto que la mayor parte de la superficie de las placas móviles deja de estar enfrentada con las fijas.

Así, por ejemplo, si en la posición media se obtiene una capacidad de 57 pF, la frecuencia sintonizada con una bobina de 450 μH será:

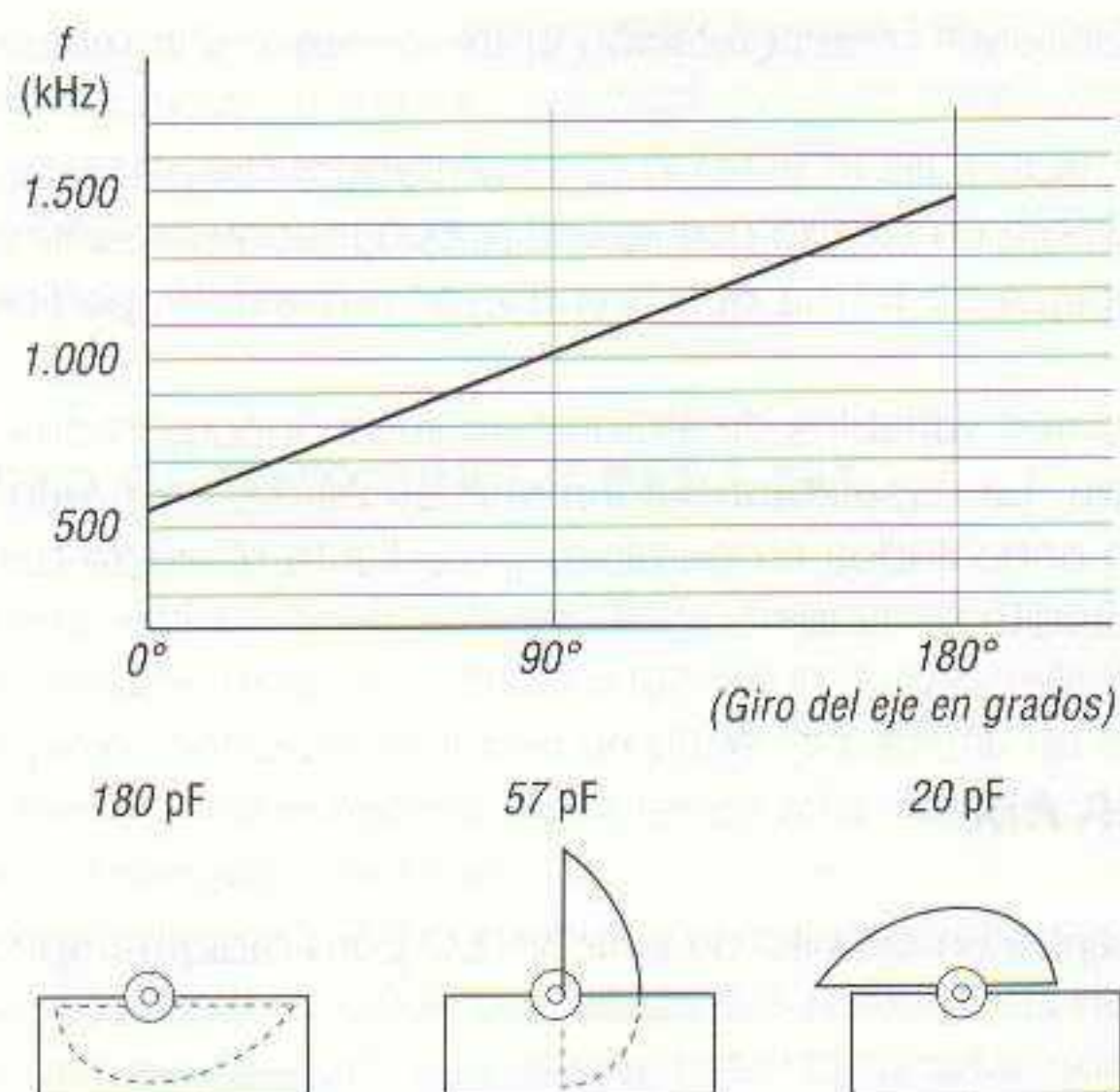
$$f = \frac{160}{\sqrt{LC}} = \frac{160}{\sqrt{450 \mu\text{H} \times 57 \text{ pF}}} = 1 \text{ MHz}$$

De esta forma la mitad de las emisoras aparecen en el lado izquierdo del dial, y la otra mitad, en el lado derecho.

En la práctica, con las placas semicirculares no puede conseguirse que las emisoras aparezcan uniformemente distribuidas a lo largo del cuadrante del dial, aunque se desplace el eje de giro.

Para conseguirlo, se deberían diseñar las placas móviles con un perfil especial que resulta difícil de ejecutar mecánicamente, por lo que normalmente no se emplea y se recurre al diseño expuesto en los párrafos anteriores, el cual se acerca bastante a los resultados más adecuados para nuestro propósito.

En la figura 3.17 se muestra la frecuencia sintonizada en función del ángulo de giro y de la capacidad del condensador variable.



3.17 Frecuencia sintonizada en función del ángulo de giro y de la capacidad del condensador variable de la figura 3.16.

TRIMMER

Resulta lógico pensar que el diseño y construcción de un condensador variable de gran exactitud encarece enormemente su precio. Para evitarlo se recurre a condensadores variables de sintonía cuyas características sean lo más cercanas posible a las necesidades, y luego se compensan las variaciones de capacidad que puedan existir mediante *trimmers*.

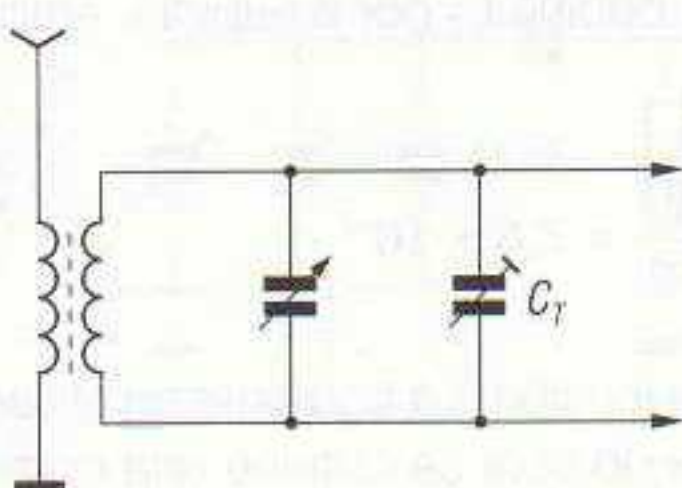
Tal y como se ha dicho antes, los *trimmers* son pequeños condensadores variables que se regulan de una vez para siempre, y que asumen una función de compensación capacitiva en los circuitos en los que se montan condensadores variables. Así, en una etapa de sintonía constituida por un condensador variable cuya capacidad teórica esté comprendida entre 20 y 180 pF y una bobina de 450 μH , es lógico que ni el condensador ni la bobina tengan exactamente estos valores, por lo que las frecuencias sintonizadas variarán de las deseadas, desplazándose hacia la parte alta o baja de la OM. Por ejemplo, si la capacidad real del condensador variable puede ajustarse entre 22 y 184 pF y la inductancia tiene un valor real de 460 μH , la gama de frecuencias sintonizable está comprendida entre:

$$f_{\min} = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC_{\max}}} = \frac{1}{2 \times 3,14 \times \sqrt{460 \times 10^{-6} \text{ H} \times 22 \times 184 \times 10^{-12} \text{ F}}} \approx 547 \text{ kHz}$$

y

$$f_{\max} = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC_{\min}}} = \frac{1}{2 \times 3,14 \times \sqrt{460 \times 10^{-6} \text{ H} \times 22 \times 10^{-12} \text{ F}}} \approx 1.582 \text{ kHz}$$

Para ajustar el receptor a la gama de OM basta con disponer en paralelo con el condensador variable un pequeño *trimmer* (figura 3.18). La capacidad de un *trimmer* puede variar de 3 a 30 pF; en los *trimmers* de disco con dieléctrico cerámico pueden conseguirse mayores capacidades



3.18 Disposición del trimmer C_T en una etapa de sintonía LC.

(aproximadamente entre 20 y 200 pF). Generalmente la relación entre la mayor y la menor capacidad ajustable es de 1:10.

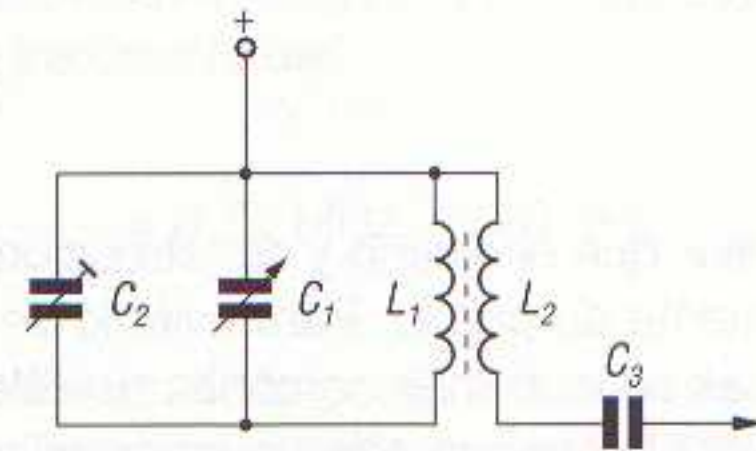
En todo *trimmer* cabe distinguir la armadura fija (o *estator*) de la armadura desplazable (o *rotor*). La posición de esta última se ajusta mediante un tornillo que ejerce más o menos presión sobre ella (según el ángulo de giro), o bien la desplaza de forma que una mayor o menor superficie de ella quede enfrentada con el estator.

Destacamos que algunos condensadores variables de sintonía ya llevan incorporados los *trimmers*, lo cual facilita el diseño de la etapa. La capacidad del *trimmer* se suma, por tanto, a la del condensador variable (puesto que están conectados en paralelo) y mediante el ajuste del *trimmer* se obtiene la capacidad adecuada del circuito de sintonía.

CIRCUITO DE SINTONÍA LC PARA AM

A continuación, y como ejemplo, se describe un circuito de sintonía LC para radioreceptor de OM (figura 3.19).

3.19 Etapa de sintonía LC para AM, en un receptor de OM.



Este circuito consta de una bobina de antena cuyo devanado L_1 es de $450 \mu\text{H}$ y, en paralelo con ella, un condensador variable de 180 pF y un *trimmer*. El factor de calidad de la bobina es de 120 a 1 MHz , con lo que se obtiene un ancho de banda relativo de:

$$\frac{1}{Q} = \frac{1}{120} = 0,0833$$

La frecuencia de corte inferior es de:

$$f_1 = f_0 \left(1 - \frac{1}{2Q}\right) = 1.000 \text{ kHz} \times \left(1 - \frac{1}{240}\right) \approx 995,83 \text{ kHz}$$

Y la frecuencia de corte superior:

$$f_2 = f_0 \left(1 + \frac{1}{2Q}\right) = 1.000 \text{ kHz} \times \left(1 + \frac{1}{240}\right) \approx 1.004,17 \text{ kHz}$$

lo que representa un ancho de banda de:

$$f_2 - f_1 = 1004,17 \text{ kHz} - 995,83 \text{ kHz} = 8,33 \text{ kHz}$$

La bobina L_1 está formada por 80 espiras y la bobina L_2 por 6 espiras, ambas de hilo de Litz de $16 \times 0,04 \text{ mm}$. La relación de tensión es de:

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{n_2}{n_1} = \frac{6}{80} = 7,5 \times 10^{-2}$$

Es decir, se trata de un transformador reductor de tensión. La corriente en el secundario es, sin embargo, 13,33 veces mayor que en el primario, con lo cual se obtiene una corriente adecuada para

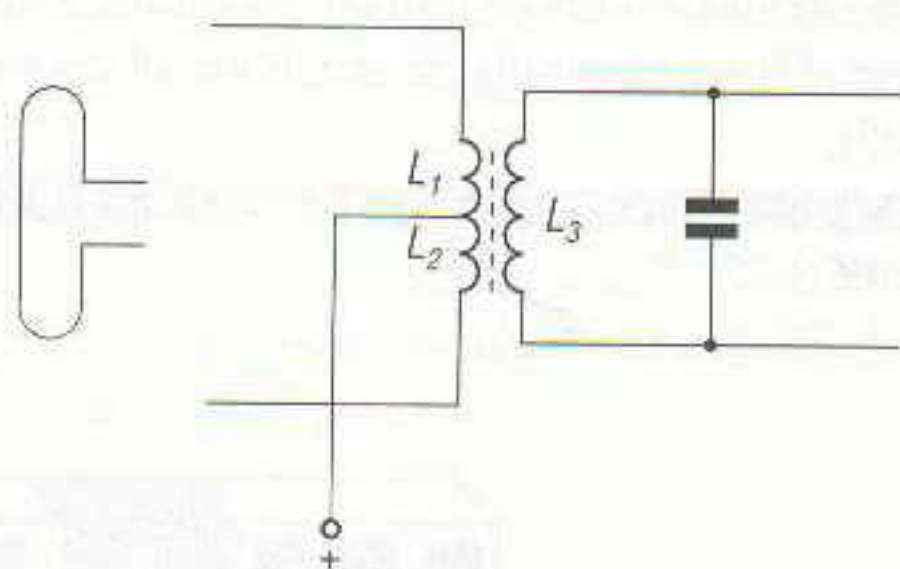
aplicar a la base de un transistor amplificador de RF. El devanado está realizado con las espiras estrechamente unidas, formando una capa delgada sobre una varilla de *ferroxcube* de 140 mm de longitud y 9,9 mm de diámetro.

El margen de frecuencias cubierto es de 525 a 1.622 kHz o, lo que es lo mismo, toda la gama de frecuencias de OM.

CIRCUITO DE SINTONÍA LC PARA FM

Dado que en FM los niveles de señal son más bajos, se necesitan amplificadores de RF previos capaces de llevar el nivel de la señal a los valores adecuados. Debido a esto el circuito de sintonía es más complejo, siendo descrito en un próximo capítulo de esta obra al estudiar los amplificadores de RF selectivos. En este apartado citaremos sólo dos circuitos resonantes utilizados en dos radiorreceptores comerciales para FM.

El primero (figura 3.20) consta de un transformador de alta frecuencia cuyo devanado primario tiene una toma central. Cada una de las dos mitades del devanado primario es de $2,5 \mu\text{H}$, y el devanado secundario de $3 \mu\text{H}$. Las espiras están fabricadas con hilo de cobre esmaltado de 0,22 mm de diámetro, incrustadas en una armadura de grano de hierro. La capacidad en paralelo con el devanado secundario no es variable, es decir, el circuito está sintonizado a una frecuencia fija. Esta capacidad es un condensador cerámico plano de 27 pF.

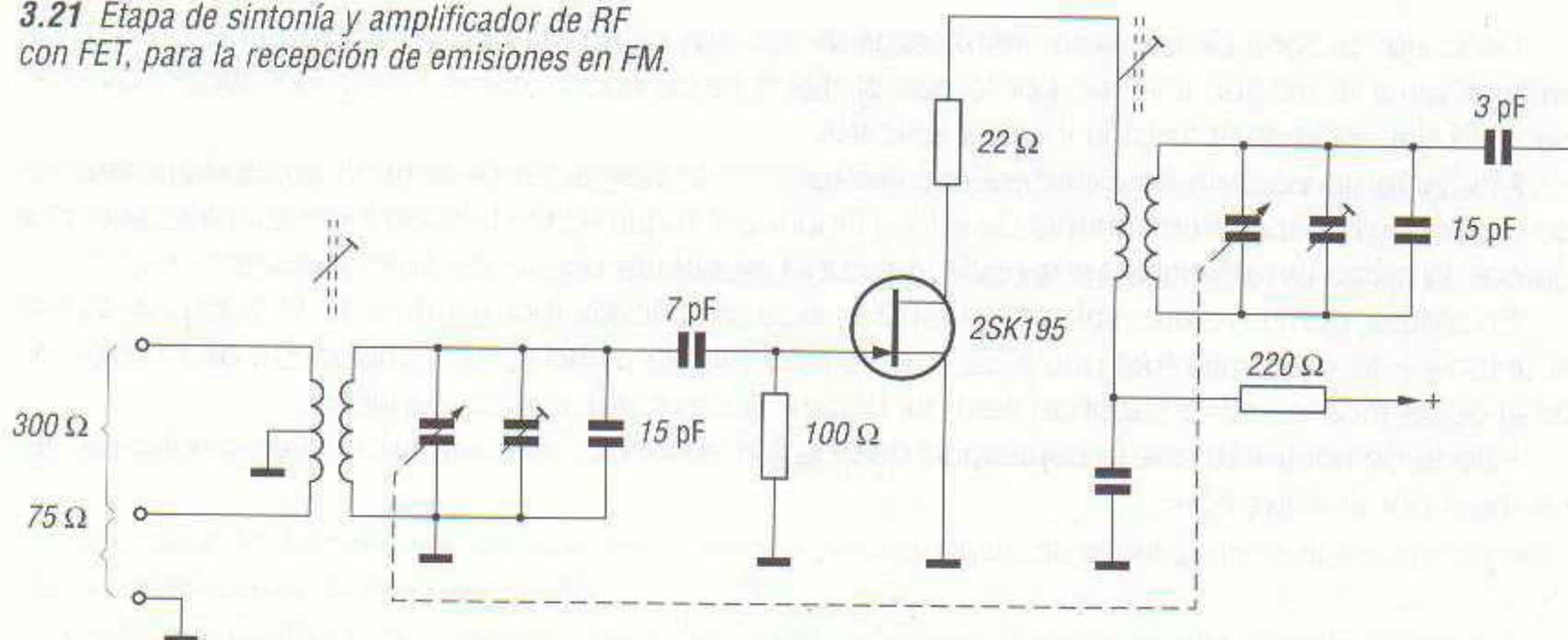


3.20 Etapa de sintonía LC ajustada para la recepción de las emisiones en FM.

La señal obtenida en este circuito oscilante (que cubre toda la gama de frecuencias de la banda de FM) se aplica a un amplificador de RF donde, además de la amplificación, se efectúa la sintonía propiamente dicha de cada emisora.

En la figura 3.21 se puede ver el esquema de un circuito de sintonía para FM, donde sí se selecciona la frecuencia a recibir. Obsérvese, sin embargo, que en este caso (dado los bajos niveles de señal que entrega la antena) se recurre a una etapa amplificadora de RF con FET.

3.21 Etapa de sintonía y amplificador de RF con FET, para la recepción de emisiones en FM.



El primario de la bobina de antena tiene toma central conectada a masa, de forma que entre extremos la impedancia de entrada es de 300Ω , y entre uno de los extremos y masa la impedancia es de 75Ω , con lo cual se puede adaptar la entrada de antena a la línea de bajada de antena utilizada.

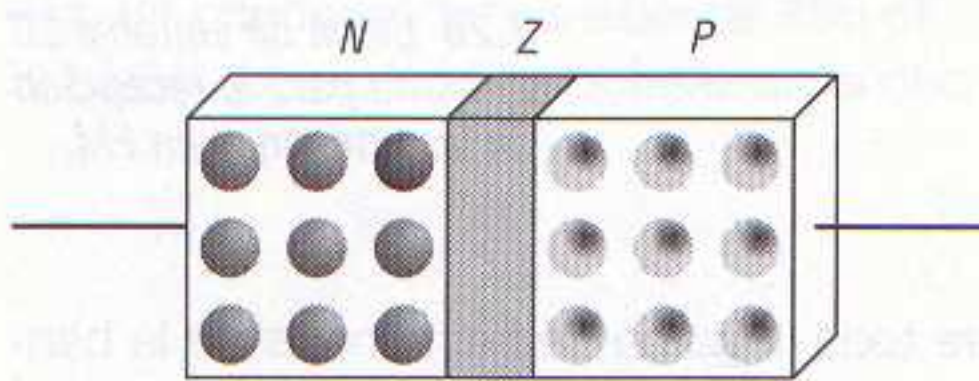
DIODO DE CAPACIDAD VARIABLE

El *diodo de capacidad variable* (o *varicap*) es, en esencia, un diodo semiconductor cuya característica principal es la de presentar una capacidad que depende de la tensión que se le aplica. Este diodo se utiliza, fundamentalmente, en sintonizadores en los que se desea obtener una sintonía variable sin tener que recurrir a elementos mecánicamente móviles en las secciones de RF, habiendo desplazado casi por completo a los condensadores variables en las etapas de sintonía.

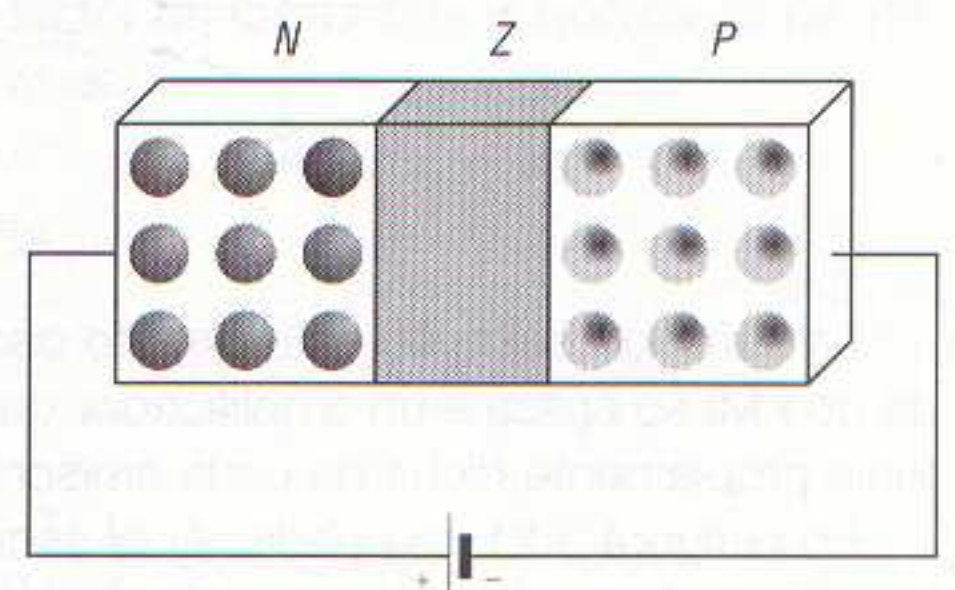
El diodo de capacidad variable sustituye, por tanto, al condensador variable en circuitos de sintonía LC, seleccionándose la frecuencia de resonancia mediante una tensión de polarización inversa aplicada al diodo. Efectivamente, toda unión PN se puede comparar con una capacidad cuando está polarizada en sentido inverso. Esta capacidad depende del valor de la tensión.

Veamos esto que acabamos de exponer con algo más de detalle. Supóngase, en primer lugar, una unión PN en equilibrio, es decir, sin tensión alguna aplicada a ella (figura 3.22). En estas circunstancias se forma, en la zona de tránsito entre la región P y la N, un campo eléctrico debido a una difusión de los portadores de carga positivos a la región N y viceversa, dejando por tanto átomos aceptadores o donadores ionizados a ambos lados de la unión. La distribución de densidad de cargas es tal que se produce en la unión en equilibrio un potencial de contacto, que evita que más portadores mayoritarios atraviesen la unión. En este estado de equilibrio el espesor de la zona intermedia entre los cristales será Z (figura 3.22).

Si se aplica potencial inverso al diodo, los portadores mayoritarios se alejan de la unión, haciendo que la zona Z se haga más ancha (figura 3.23).



3.22 Zona de equilibrio Z en un diodo sin polarizar.



3.23 Si se aplica una tensión inversa a un diodo, la zona Z se hace más ancha.

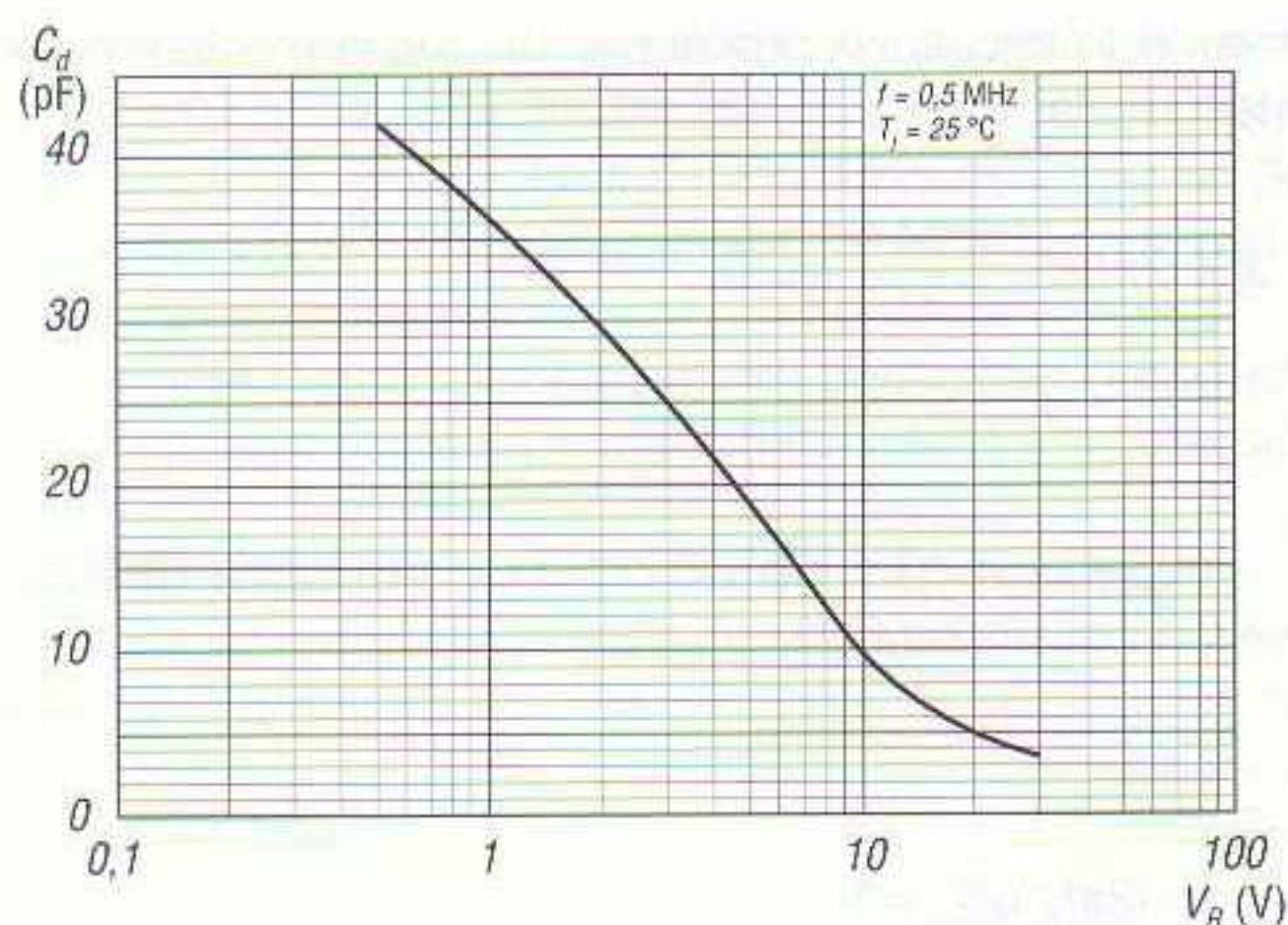
Dado que la zona de transición está cargada con una cierta densidad, la carga total de la unión varía al variar la tensión inversa, por lo que el diodo se comporta como un condensador cuya capacidad depende de la tensión inversa aplicada.

Mediante un sistema de coordenadas cartesianas se puede representar la curva característica de un diodo de capacidad variable $C_d = f(V_R)$ (figura 3.24) que liga la tensión inversa aplicada al diodo con la carga almacenada en la unión. La curva resultante no es una función lineal.

En efecto, para un cierto valor de la tensión inversa aplicada (por ejemplo 12 V) la capacidad de la unión es de 4 pF, mientras que para una tensión inversa mitad (6 V) la capacidad de la unión no es el doble (como cabría suponer) sino de 16,5 pF (unas cuatro veces superior).

Puede demostrarse que la capacidad de la unión en función de la tensión inversa aplicada viene dada por la expresión:

$$C_d = \frac{K}{(V_R + V_L)^n}$$



3.24 Curva característica de la capacidad C_d en función de V_R de un diodo de capacidad variable.

donde K es una constante que depende del material de partida; V_R es la tensión inversa aplicada a la unión; V_L es el potencial de contacto ($\approx 0,7$ V para el silicio) y n es un exponente cuyo valor depende del gradiente de la unión y, en consecuencia, del procedimiento de fabricación.

Otro dato a tener en cuenta en la curva característica del diodo de capacidad variable es la frecuencia y la temperatura de la unión a la que se realiza la medición, pues estos factores influyen igualmente sobre ella.

CIRCUITO EQUIVALENTE DE UN DIODO DE CAPACIDAD VARIABLE

En la figura 3.25 se muestra el circuito equivalente de un diodo de capacidad variable para pequeñas señales.



3.25 Circuito equivalente de un diodo de capacidad variable.

Este circuito consta de una capacidad variable C_d (de la zona de bloqueo) en serie con una resistencia R_S y una inductancia L que viene dada por la construcción y por las dimensiones de la cápsula. El factor de calidad de la capacidad viene dado por la expresión:

$$Q = \frac{1}{2\pi f C_d R_S}$$

Tanto la inductancia L como la resistencia R_S son prácticamente independientes de la tensión aplicada.

La frecuencia a la cual el factor de calidad Q del diodo se hace unidad se calcula con la fórmula:

$$f_{Q=1} = \frac{1}{2\pi C_d R_S}$$

Este valor de frecuencia marca el límite teórico para que pueda emplearse el diodo de capacidad variable como reactancia variable.

Dado que el diodo de capacidad variable puede compararse por sí mismo con un circuito osci-

lante serie LC , la frecuencia de resonancia (o frecuencia propia para la que la reactancia del conjunto es nula) viene determinada por la fórmula:

$$X = 2\pi f_r L - \frac{1}{2\pi f_r C_d} = 0$$

de donde se deduce que:

$$2\pi f_r L = \frac{1}{2\pi f_r C_d}$$

Es decir:

$$(2\pi f_r)^2 LC_d = 1$$

Y despejando f_r se obtiene:

$$f_r = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC_d}}$$

Para valores de frecuencia superiores a la expresada por la anterior igualdad, el diodo es inductivo, por lo que también en este caso la utilización del diodo está limitada a las frecuencias inferiores a la de resonancia.

CIRCUITOS DE SINTONÍA CON DIODOS VARICAP

La utilización de condensadores variables en los receptores de radio está siendo desechada por diversas razones, tales como el volumen ocupado, la necesidad de utilizar sistemas mecánicos de arrastre, el precio, etc. Actualmente la tendencia es emplear sintonizadores controlados por tensión, en los que la sintonía es totalmente electrónica gracias al empleo de los diodos varicap.

El sistema de sintonía por varicap permite, además de un diseño sencillo, un funcionamiento en el que se puede incluir la selección y memorización de emisoras, lo cual resulta atractivo, sobre todo en receptores de radio para automóviles.

Los circuitos de sintonía con diodos varicap permiten el diseño de receptores «toda banda», con funcionamiento totalmente electrónico. Es decir, receptores con sintonización de emisoras en las bandas de onda larga, media y corta de AM, así como de FM. En estos circuitos la parte que se utiliza de la característica «capacidad del diodo en función de la tensión» debe ser exponencial, ya que de esta forma se reduce la distorsión no lineal de las señales aplicadas al circuito sintonizado.

Un factor importante que influye en el funcionamiento del circuito en la recepción de señales de AM es el nivel de éstas. Efectivamente, si el nivel de la señal es elevado, se produce un desplazamiento de la frecuencia sintonizada y, como consecuencia, se reciben señales espúreas y aumenta la distorsión. Para evitar esto se debe recurrir a una limitación del nivel de señal de antena.

Además de lo expuesto, un circuito de sintonía con diodos varicap debe ser capaz de sintonizar toda la banda de frecuencia elegida, para lo cual la capacidad máxima del diodo y la relación $C_{\text{máx}}/C_{\text{mín}}$ debe ser la adecuada.

Por otra parte, la capacidad del diodo ha de tener un coeficiente de temperatura de bajo valor y fácilmente compensable, la corriente de fugas del diodo debe ser baja e independiente de la temperatura y de la tensión de sintonía, y la resistencia R_S del diodo ha de tener un valor bajo, con el fin de evitar el amortiguamiento de los circuitos sintonizados.

Aun utilizando diodos de capacidad variable que ofrezcan todas estas altas prestaciones, se debe tomar una serie de precauciones al diseñar circuitos sintonizadores con diodos varicap. Estas precauciones son las siguientes:

- Es preciso estabilizar la tensión de sintonía por los efectos de los cambios de temperatura y las variaciones de la tensión de alimentación. Las exigencias típicas de estabilidad son de $\pm 0,1\%$ para una estabilidad de sintonía de 1 kHz en OM.
- Por otra parte, los circuitos externos deben añadir una capacidad parásita mínima en paralelo con el diodo.
- Finalmente, la tensión de sintonía debe estar desacoplada de la frecuencia de la señal, ya que en caso contrario esta última afectaría a la capacidad del diodo.

Capacidad máxima y relación de capacidad

La frecuencia de resonancia de un circuito sintonizado LC se puede calcular mediante la fórmula siguiente:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

Si se establece un valor fijo para la inductancia, la relación de capacidad (r_C) necesaria para sintonizar el circuito en un margen de frecuencias comprendido entre f_2 y f_1 es:

$$r_C = \frac{C_{\text{máx}}}{C_{\text{mín}}} = \left(\frac{f_2}{f_1}\right)^2$$

Esta expresión sólo es válida para un circuito ideal (sin capacidades parásitas), lo cual no es posible en la práctica. Si se tiene una capacidad parásita de valor fijo (C_p) en paralelo con la capacidad del diodo, la expresión anterior se escribirá:

$$r_C = \frac{C_{\text{máx}} + C_p}{C_{\text{mín}} + C_p} = \left(\frac{f_2}{f_1}\right)^2$$

De esta última ecuación se pueden obtener las expresiones de la relación de capacidad $C_{\text{máx}}/C_{\text{mín}}$ del diodo varicap con una capacidad parásita dada C_p , para cualquier margen de frecuencias. Así, para una relación de frecuencias $f_2/f_1 \approx 3$, que es un margen típico de frecuencias de la banda de OM (1.620 kHz/510 kHz), y suponiendo una capacidad parásita de 25 pF (que es un valor igualmente muy típico), se tiene que (para una capacidad máxima del diodo de 500 pF) la relación de capacidad necesaria es:

$$r_C = \frac{C_{\text{máx}} + C_p}{C_{\text{mín}} + C_p} = \frac{500 \text{ pF} + 25 \text{ pF}}{C_{\text{mín}} + 25 \text{ pF}} = \left(\frac{f_2}{f_1}\right)^2 = \left(\frac{1.620 \text{ kHz}}{510 \text{ kHz}}\right)^2 = 10,1$$

de donde se deduce el valor de $C_{\text{mín}}$:

$$C_{\text{mín}} = \frac{C_{\text{máx}} + C_p - r_C C_p}{r_C} = \frac{525 \text{ pF} - (10,1 \times 25 \text{ pF})}{10,1} = \frac{525 \text{ pF} - 252,5 \text{ pF}}{10,1} \approx 27 \text{ pF}$$

Siendo, por tanto, la relación de capacidad:

$$r_C = \frac{C_{\text{máx}}}{C_{\text{mín}}} = \frac{500 \text{ pF}}{27 \text{ pF}} = 18,52$$

La relación de frecuencias elegida para OM es 3,18 (cociente de 1.620 kHz/510 kHz), siendo esta relación igualmente válida para la OL (285 kHz/145 kHz = 1,97), puesto que el margen de frecuencias necesario es menor del que se necesita para OM.

En el caso de OC ésta se divide, normalmente, en unas cuantas bandas para facilitar la sintonía de las estaciones próximas, por lo que cada banda puede tener una relación de frecuencias igual o menor de 3:1; por ejemplo, 6 a 18 MHz.

Estabilización de la tensión de sintonía

Para una relación de capacidad dada de un diodo varicap, la distorsión no lineal de la señal aplicada al circuito sintonizador disminuye al aumentar la tensión de sintonía. Así, si el margen de la tensión de sintonía es de 20 o 30 V, la distorsión no lineal es bastante baja.

Sin embargo, no siempre es posible aplicar márgenes tan altos de tensión de sintonía, ya que en radiorreceptores portátiles con pilas y en autorradios no es factible obtener estos márgenes de tensión, a menos que se utilicen convertidores de c.a./c.c, los cuales aumentan el precio del aparato, su tamaño y, además, son causa de generación de interferencias. Así pues, lo normal es que la tensión máxima de sintonía sea inferior a 10 V. En estos casos el diodo ha de tener una característica tensión/capacidad con forma exponencial ideal, y la capacidad parásita ha de ser óptima. En lo que respecta a la tensión mínima de sintonía, ésta está directamente relacionada con la capacidad máxima que se puede obtener del diodo varicap y, por lo tanto, debe ser tan baja como sea posible, con el fin de conseguir que el margen de frecuencias sintonizables sea amplio.

Para asegurar la estabilidad de la sintonía en todas las condiciones de funcionamiento, la tensión de sintonía debe estar compensada contra variaciones de temperatura y de la tensión de alimentación. Aunque la estabilización de tensión se consigue fácilmente con diodos reguladores de tensión compensados en temperatura, o con estabilizadores de tensión integrados, es preciso tener presente que la estabilidad total de la sintonía también depende de los coeficientes de temperatura del diodo de capacidad variable, del potenciómetro de sintonía y de las bobinas y condensadores utilizados en el circuito.

En resumen, se utilizarán componentes de gran calidad como, por ejemplo, el diodo de capacidad variable BB212 de PHILIPS, que presenta un coeficiente de temperatura de 0,05 %/°C para una tensión de sintonía de 8 V, y de 0,054 %/°C para una tensión de sintonía de 0,5 V, dentro de un margen de temperatura comprendido entre 25 y 60 °C.

Desacople de la tensión de sintonía

Al igual que cualquier circuito LC paralelo, la bobina de antena se conecta en paralelo con el diodo de capacidad variable. Sin embargo, en este último caso la bobina cortocircuita la tensión de sintonía si no se toman precauciones especiales. Para evitar este cortocircuito se conecta entre diodo y bobina un condensador en serie C_S , tal y como se muestra en la figura 3.26. El valor de esta capacidad debe ser mucho mayor que la capacidad máxima del diodo, con el fin de que la capacidad total sea:

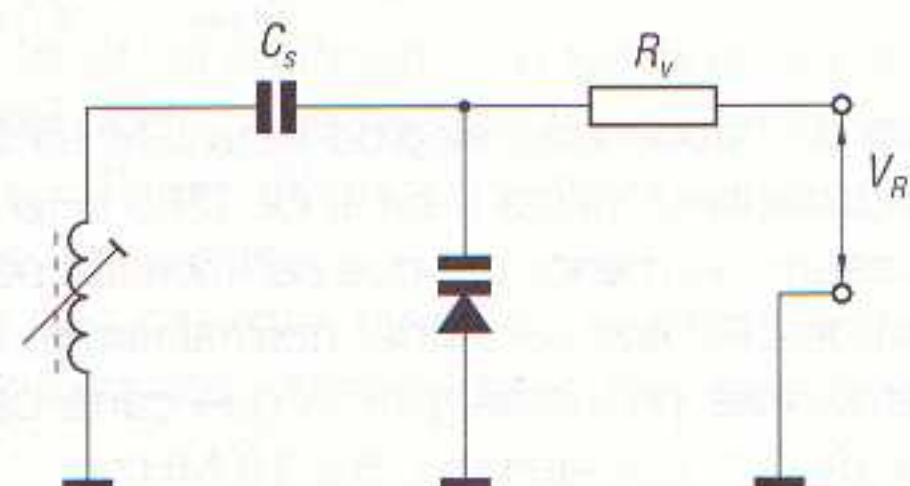
$$C_T = \frac{C_d C_S}{C_d + C_S}$$

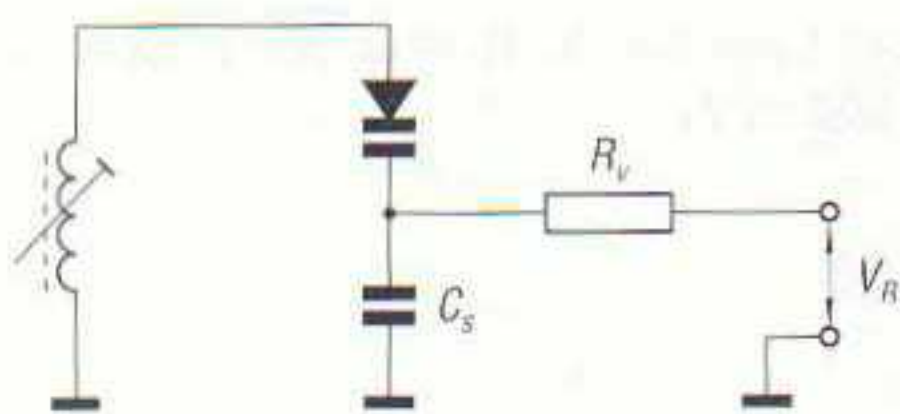
e influya lo menos posible en la gama de frecuencias de resonancia del circuito.

La tensión de sintonía se aplica al diodo a través de una resistencia serie R_V (figura 3.26), con el fin de evitar que la tensión de RF sintonizada quede cortocircuitada por la fuente de la tensión de sintonía. El valor de la resistencia R_V ha de ser, por una parte, lo suficientemente alto porque tiene un considerable efecto amortiguador sobre el circuito sintonizado y, por otra, lo suficientemente bajo para evitar una caída apreciable de la tensión de sintonía debida al paso de la corriente de fugas del diodo. Conociendo la máxima variación de tensión, se puede calcular el valor máximo de R_V con la fórmula:

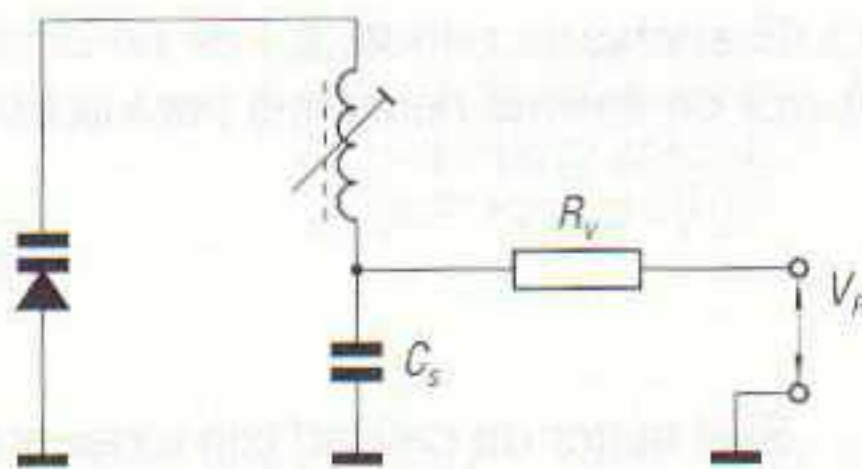
$$R_{V \text{ máx}} = \frac{\Delta V_R}{\Delta I_R}$$

3.26 Conexión de la tensión de sintonía al diodo de capacidad variable, y desacople de la misma.





3.27 Circuito de sintonía con diodo de capacidad variable, y desacoplo de la tensión de sintonía.



3.28 Otra forma de conectar la tensión de sintonía al diodo de capacidad variable, y desacoplo de la misma.

En la fórmula de la página anterior, ΔI_R es la intensidad de corriente de fugas del diodo a una temperatura dada.

En las figuras 3.27 y 3.28 se muestran otras dos formas de aplicar la tensión de sintonía al diodo de capacidad variable con desacoplo de la misma. En ambos casos la capacidad del condensador C_s ha de ser mucho mayor que la capacidad máxima del diodo.

El valor de R_v puede ser, en el caso de las figuras 3.27 y 3.28, menor que el de la figura 3.26, ya que el efecto de amortiguación en el circuito sintonizado es despreciable.

Amortiguación del circuito de sintonía con diodo varicap

Se ha dicho que todo diodo varicap ofrece una resistencia R_s al paso de la corriente eléctrica, y que dicha resistencia está en serie con la capacidad del diodo (figura 3.25). La resistencia serie R_s comprende dos partes: una parte (no dependiente de la tensión) es la resistencia de la unión metal-óxido, la resistencia del substrato y la resistencia de pérdidas del dieléctrico; la otra parte (la resistencia transversal) varía con la tensión aplicada para frecuencias por encima de unos pocos megahercios, pero permanece constante para frecuencias más bajas.

El factor de calidad Q_D de un diodo de capacidad variable se calcula con la fórmula:

$$Q_D = \frac{X_C}{R_s} = \frac{1}{2\pi f_0 C_d R_s}$$

donde C_d es la capacidad del diodo y R_s su resistencia.

En un circuito sintonizado donde la capacidad parásita C_p es mucho menor que la capacidad del diodo C_d , y la capacidad serie C_s es mucho mayor que la capacidad del diodo (véanse las figuras 3.26 a 3.28), y donde Q_0 es el factor de calidad sin tener en cuenta la resistencia serie del diodo, se tiene:

$$Q = \frac{1}{\frac{1}{Q_0} + \frac{1}{Q_D}}$$

Sustituyendo en esta última igualdad el valor de Q_D por el obtenido anteriormente, se tiene la siguiente expresión:

$$Q = \frac{1}{\frac{1}{Q_0} + 2\pi f_0 C R_s}$$

de donde se puede despejar el valor de la resistencia R_s del diodo:

$$R_s = \frac{Q_0 - Q}{QQ_0 2\pi f_0 C}$$

El ancho de banda (A_b) de un circuito de sintonía de radio suele ser de 10 kHz; por lo tanto, el factor de calidad necesario para la frecuencia más baja de OM será:

$$Q = \frac{f_o}{A_b} = \frac{530 \text{ kHz}}{10 \text{ kHz}} = 53$$

Si el factor de calidad (sin tener en cuenta la resistencia serie R_s del diodo) es $Q_o = 70$, y la capacidad máxima de éste es 500 pF, la resistencia permitida al diodo será:

$$R_s = \frac{Q_o - Q}{QQ_o 2\pi f_o C} = \frac{70 - 53}{53 \times 70 \times 2 \times 3,14 \times 530 \times 10^3 \text{ Hz} \times 500 \times 10^{-12} \text{ F}} = 2,75 \Omega$$

En el caso de la OC ($f_o = 6 \text{ MHz}$ y $C = 500 \text{ pF}$) el valor de la resistencia permitida al diodo será:

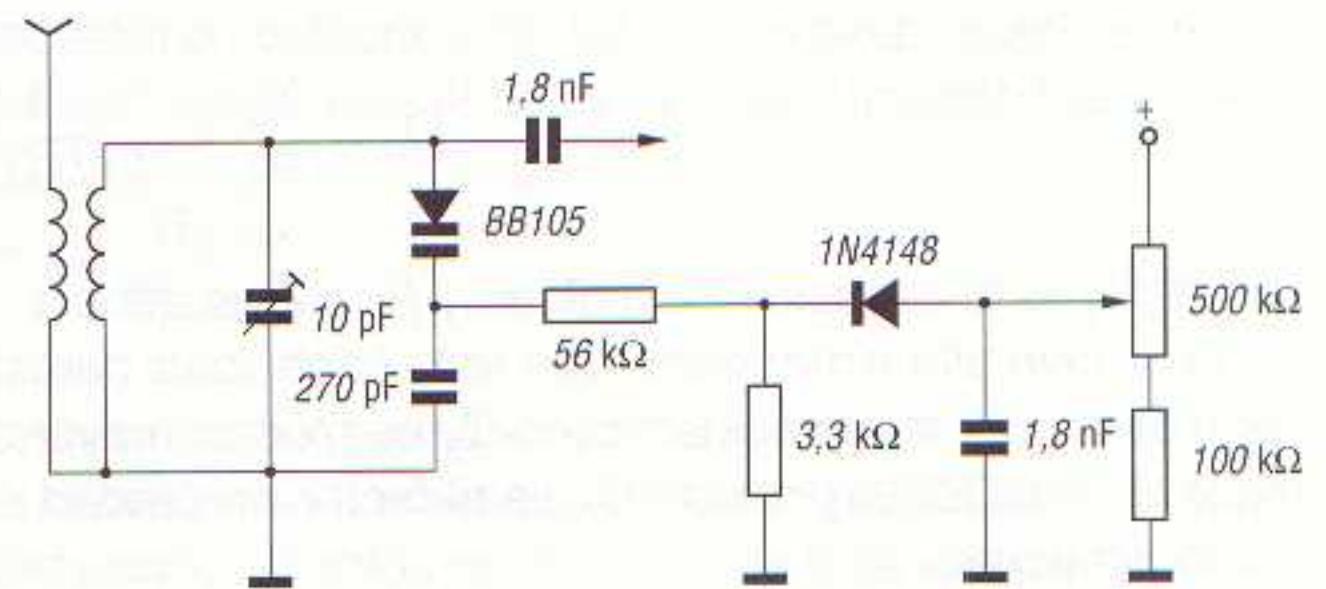
$$R_s = \frac{Q_o - Q}{QQ_o 2\pi f_o C} = \frac{70 - 53}{53 \times 70 \times 2 \times 3,14 \times 6 \times 10^6 \text{ Hz} \times 500 \times 10^{-12} \text{ F}} = 0,24 \Omega$$

De todo lo explicado se deduce que, dado los bajos valores de la resistencia serie de los diodos de capacidad variable (que no suelen ser superiores a 1 Ω), ésta no causa amortiguamiento excesivo en los circuitos sintonizados para OL y OM. En el caso de OC (si la banda no se extiende por debajo de los 6 MHz) se puede reducir el valor de la capacidad serie C_s y, con ello, el valor de la amortiguación.

EJEMPLO DE ETAPA DE SINTONÍA CON DIODOS VARICAP

Como ejemplo de lo comentado, a continuación se expone un circuito de sintonía para FM con diodo varicap (figura 3.29).

3.29 Circuito de sintonía para receptor de FM, con diodo de capacidad variable.

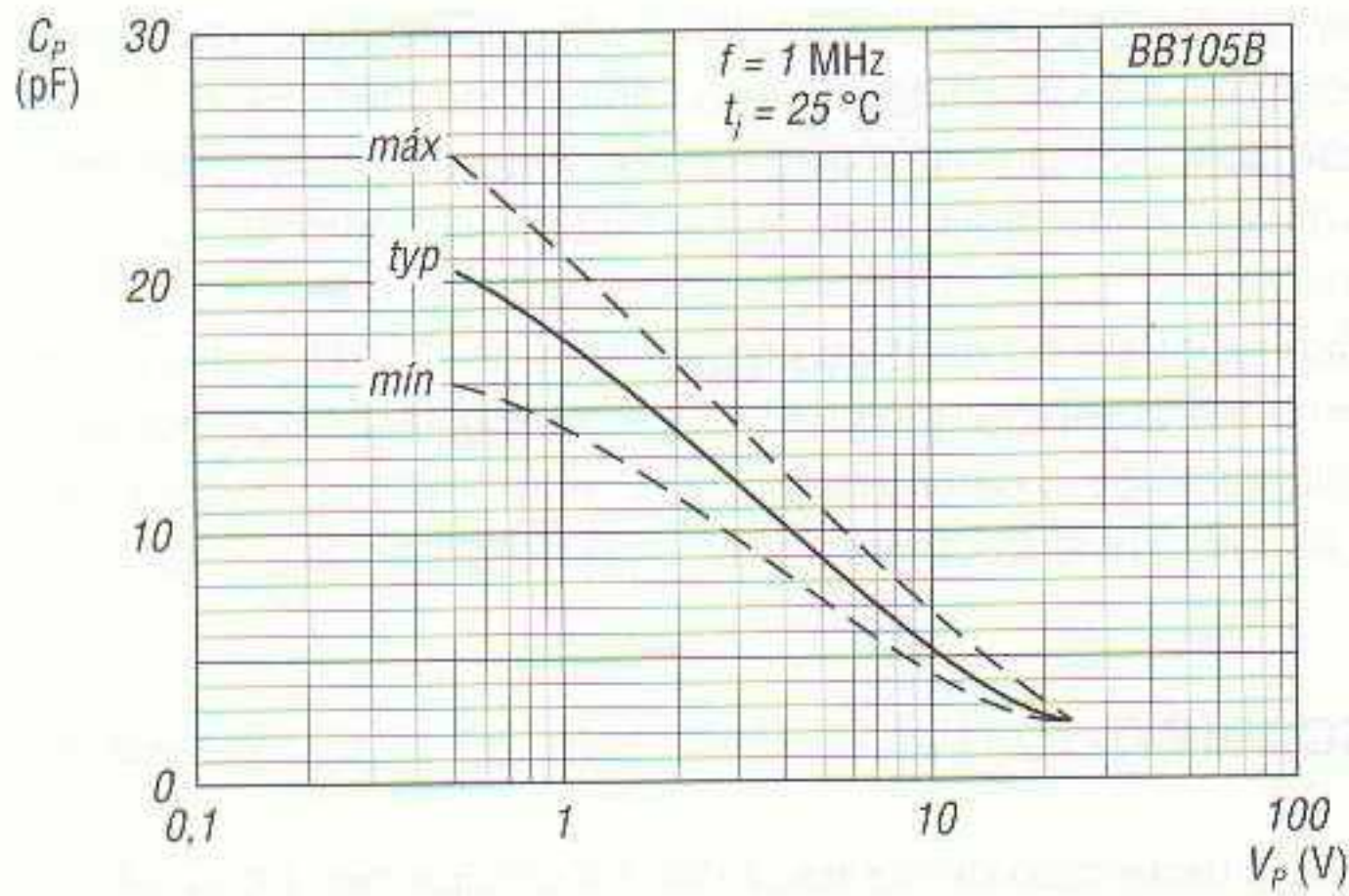


Este circuito consta de una bobina de antena cuyo primario está formado por 3 espiras y el secundario por 5, todas ellas de 8 mm de diámetro, de cobre esmaltado de 0,8 mm. Se trata, por tanto, de un transformador elevador de tensión, es decir, que en el secundario se obtiene una tensión 5/3 veces mayor que la aplicada al primario. La impedancia de entrada es de 75 Ω .

En paralelo con el secundario se dispone un *trimmer* de 10 pF (para el ajuste de las desviaciones de capacidad debidas a la tolerancia del diodo varicap) y el diodo, cuya finalidad es la de sintonizar las emisoras.

El diodo varicap utilizado es un BB105, el cual presenta una capacidad que oscila entre 5 pF (cuando se le aplica una tensión inversa de 10 V) y 17 pF (si se le aplica una tensión inversa de 1 V). En serie con el diodo se dispone un condensador de 270 pF, es decir, con una capacidad muy superior a la del diodo, y cuya finalidad es evitar que la tensión de sintonía quede cortocircuitada a masa.

Al cátodo del diodo varicap se aplica el positivo de la tensión de sintonía, la cual se obtiene de una fuente de alimentación estabilizada contra variaciones de tensión y temperatura, de forma que la tensión tomada del potenciómetro de ajuste de sintonía (potenciómetro de 500 k Ω) sea estable.



3.30 Curva característica de la capacidad en función de la tensión inversa aplicada a un diodo varicap BB105.

La máxima tensión de control disponible es de 8,4 V, y la mínima, de 1,3 V. Con estos valores la capacidad del diodo varía entre 6,5 pF y unos 16 pF (figura 3.30). Estos cambios de capacidad suponen, con una capacidad parásita de 15 pF, una relación de capacidades de:

$$r_C = \frac{C_{\text{máx}} + C_p}{C_{\text{mín}} + C_p} = \frac{16 \text{ pF} + 15 \text{ pF}}{6,5 \text{ pF} + 15 \text{ pF}} \approx 1,44$$

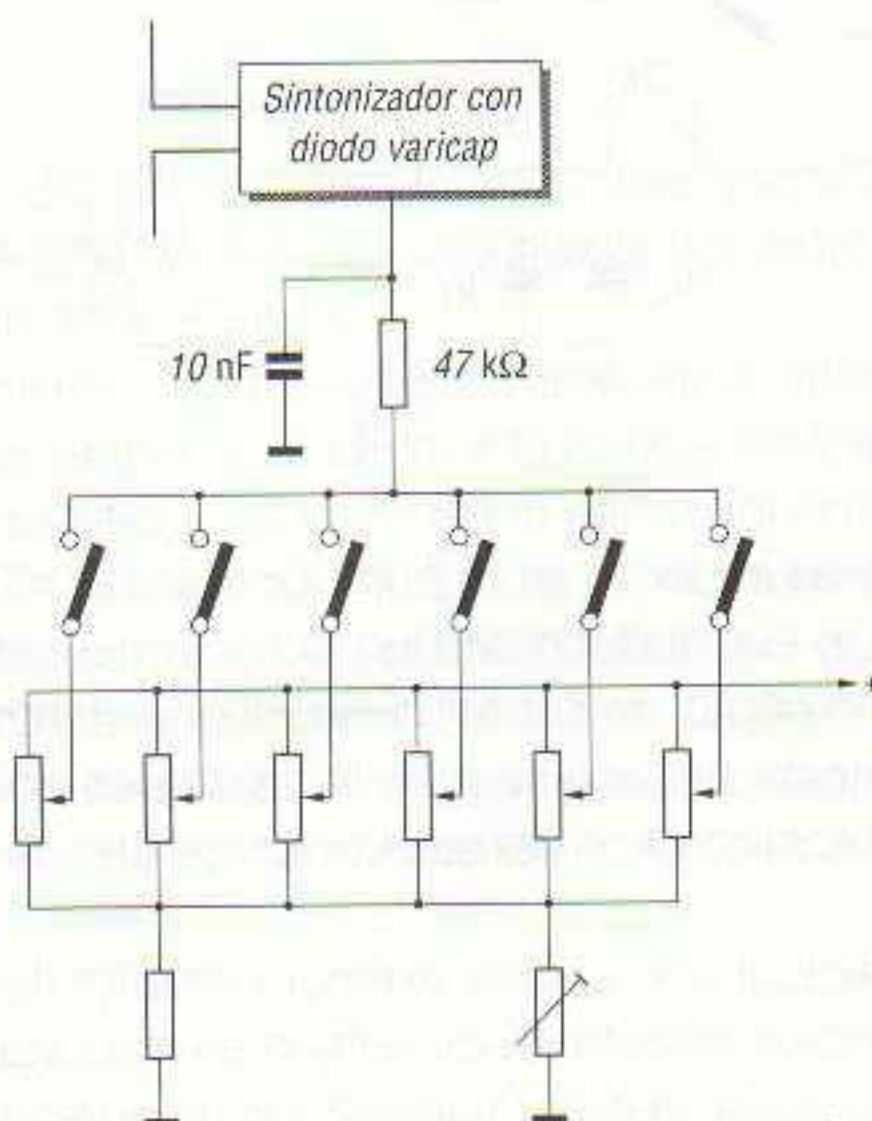
La relación de frecuencias cubierta es de:

$$r_f = \left(\frac{f_2}{f_1} \right)^2 = 1,44$$

válida para sintonizar todas las frecuencias de la banda de FM (de 87 a 108 MHz).

PRESELECCIÓN DE EMISORAS

En la figura 3.31 se puede ver el esquema de un circuito de sintonía manual y preseleccionable, consistente en seis potenciómetros con sus correspondientes conmutadores de selección por cada emisora seleccionada.



3.31 Esquema de un circuito de sintonía manual y preseleccionable.

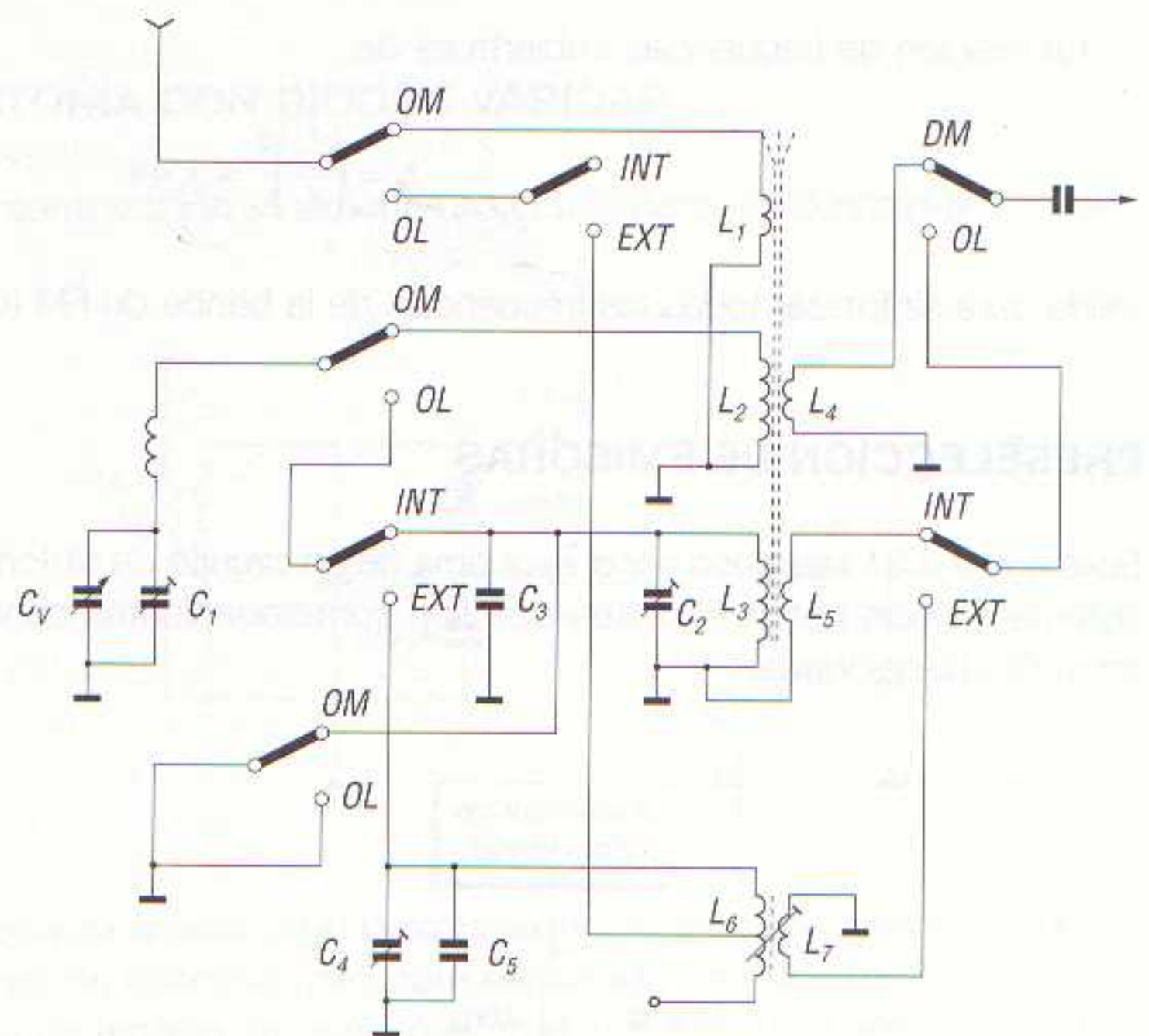
El funcionamiento del circuito es muy simple, ya que consiste en ajustar (mediante cada uno de los potenciómetros) diferentes tensiones inversas aplicables al diodo varicap, de forma que se puedan sintonizar tantas emisoras como potenciómetros en paralelo se dispongan. Una vez ajustadas las tensiones inversas, basta con pulsar cada conmutador para que el circuito de sintonía quede en resonancia con la emisora seleccionada.

La red RC (compuesta por un condensador de 10 nF y una resistencia de 47 k Ω) entre la unidad de preselección y el sintonizador, elimina el zumbido que se pueda inducir en el hilo de conexión de la tensión de sintonía. La resistencia ajustable es la parte inferior de la unidad de preselección que sirve para ajustar la tensión de sintonía al valor de la frecuencia más baja de la banda.

CONMUTADOR DE BANDAS MECÁNICO

En los aparatos de radio preparados para la recepción de varias bandas (por ejemplo, OL, OM, OC y FM), cada una de las bandas posee su propio circuito resonante, por lo que es preciso efectuar una conmutación de bandas. Esta operación se realiza de forma mecánica, mediante un conmutador giratorio o mediante teclado, o bien, en los modernos receptores, de forma electrónica mediante diodo de capacidad variable.

Como ejemplo de sistema de conmutación mecánica, en la figura 3.32 se muestra el circuito completo de un conmutador para OM y OL (sin el sistema de conmutación de los circuitos osciladores locales, ya que de ello se trata en otro capítulo de esta obra).



3.32 Sistema de selección de bandas en un radioreceptor para OL y OM.

En la figura se han dibujado todos los conmutadores en la posición para la recepción de OM. La señal de antena se aplica al devanado L_1 , el cual induce tensión al L_2 . El devanado L_2 y el condensador variable C_v forman el circuito oscilante capaz de entrar en resonancia dentro de la gama de frecuencias de OM. La tensión en bornes de este circuito resonante se induce en el devanado L_4 para ser aplicada posteriormente al resto del receptor. Los demás componentes de este circuito no entran aquí en juego.

Si la recepción es de OL, ésta se puede efectuar con antena exterior o interior (ferrita). En el caso de recepción con antena interior los conmutadores selectores de antena se disponen en la posición «INT» y el funcionamiento del circuito es como sigue: la señal captada por la antena de ferrita se in-

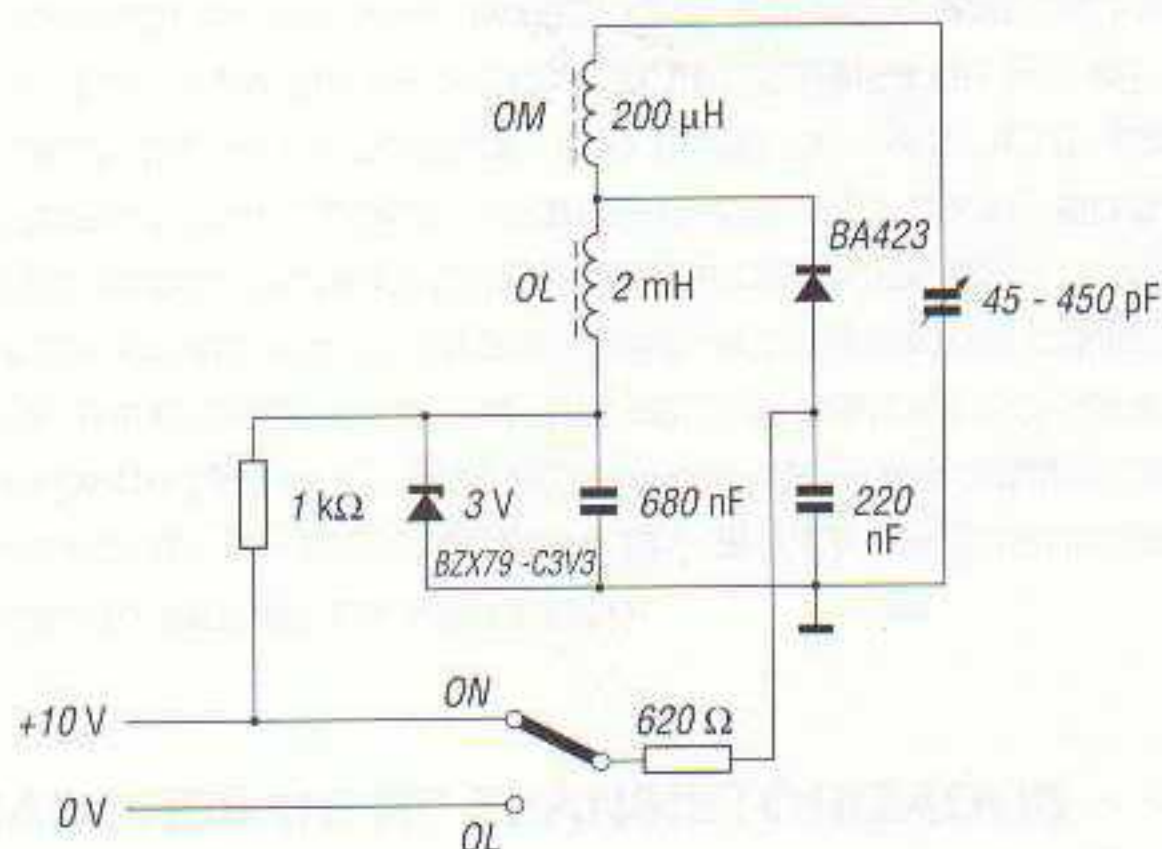
duce en el devanado L_3 , el cual queda en paralelo con los condensadores C_V , C_1 , C_2 y C_3 (C_1 y C_2 son *trimmers* de ajuste), por lo que constituye el circuito resonante de OL. La tensión de la señal sintonizada por este circuito se induce en el devanado L_5 y de allí pasa a la siguiente etapa del receptor.

Si se utiliza antena exterior, los conmutadores selectores de antena se disponen en la posición «EXT» y el circuito funciona entonces como sigue: la señal de antena, después de pasar por el primer conmutador selector de ondas y por el conmutador selector de antena, se aplica al devanado L_6 , el cual forma el circuito resonante serie junto con los condensadores C_V , C_1 , C_4 y C_5 (todos ellos en paralelo). La señal sintonizada genera una tensión en el devanado L_6 , que es inducida al devanado secundario L_7 y de éste pasa al resto del receptor.

CONMUTADOR DE BANDAS CON DIODO VARICAP

El conmutador mecánico ocupa bastante espacio y su precio es elevado, además de estar sometido a desgaste. Otro problema que se presenta en la utilización de conmutadores mecánicos es que éstos deben estar colocados junto a los circuitos resonantes de sintonía que controlan y, por otra parte, han de estar situados en el radioreceptor en un lugar que permita su fácil manejo por parte del usuario, lo cual representa, en ocasiones, graves problemas de diseño al tener que cumplirse ambos requisitos.

Todos estos inconvenientes son fácilmente superables mediante la utilización de un diodo conmutador de bandas, tal como el BA423, que sin ser exactamente un diodo varicap sí que tiene unas características de capacidad en función de la tensión inversa que lo hacen válido para este cometido.



3.33 Circuito conmutador de bandas con diodo BA423.

En la figura 3.33 se ha dibujado como ejemplo el esquema de un circuito conmutador de bandas con el diodo BA423. Este circuito puede conmutar entre las bandas media y larga, según la posición del conmutador «OM-OL».

El funcionamiento del circuito es como sigue: en la posición «OM» el diodo BA423 queda polarizado en sentido de paso, por lo que la bobina de 2 mH de OL queda cortocircuitada y, por lo tanto, no ejerce influencia alguna en el circuito resonante. Cuando el conmutador pasa a la posición «OL», el diodo BA423 queda polarizado con una tensión inversa de 3 V suministrada por el diodo Zener BZX79-C3V3, con lo cual la bobina de 2 mH queda conectada en serie con la de OM y el circuito entra dentro de la gama de OM.

Mediante unos sencillos cálculos se puede comprobar cómo las frecuencias de sintonía del circuito entran dentro de las gamas de OM u OL según esté o no cortocircuitada la bobina de 2 mH.

Amplificador de RF

INTRODUCCIÓN

En los dos capítulos precedentes se han estudiado las antenas, como elementos captadores de las señales de RF, y las etapas de sintonía, mediante las cuales se seleccionan las frecuencias portadoras de las emisoras que se desean recibir. Así pues, en la salida de etapa de sintonía se dispone de una señal de RF modulada en amplitud o en frecuencia.

En el caso de una recepción en AM, la señal de radiofrecuencia suele alcanzar niveles adecuados para ser tratada en las etapas siguientes del receptor; sin embargo, en FM estos niveles son excesivamente bajos, razón por la cual en este caso se disponen una o dos etapas amplificadoras previas de radiofrecuencia. Esto no quiere decir que los sintonizadores para AM no puedan llevar etapas amplificadoras de radiofrecuencia, pero no es lo más usual.

En los modernos receptores de radio las etapas amplificadoras de RF están integradas en el *chip* de un IC en el que, además de amplificar las señales de RF, se obtiene la FI e incluso las señales de audio, tal y como se irá estudiando a lo largo de esta obra. Esto supone no sólo un ahorro considerable de espacio, permitiendo reducir el tamaño de los aparatos de radio y su precio, sino que, además, facilita enormemente el diseño y fabricación de los receptores.

No obstante, es de sumo interés para el profesional conocer el funcionamiento de los amplificadores de RF transistorizados, ya que esto le permite comprender el funcionamiento de estas etapas formando parte de un IC. Por esta razón, en este capítulo se trata profundamente el estudio de los amplificadores de RF transistorizados y al final del mismo se estudian circuitos integrados en los que se incorporan etapas de esta clase.

AMPLIFICADORES DE RF TRANSISTORIZADOS

Debido a los bajos niveles de las señales de RF es preciso que las pérdidas durante la amplificación sean mínimas, es decir, debe procurarse obtener el máximo rendimiento de los transistores utilizados con el fin de obtener la máxima amplificación. Así, un factor que puede atenuar la selectividad del circuito es la utilización de transistores bipolares, ya que éstos cargan en exceso el circuito y se saturan con señales más pequeñas que si se utilizan transistores FET.

Actualmente, casi todos los sintonizadores utilizan FET en los amplificadores de RF de entrada; sin embargo, algunos aún utilizan transistores bipolares.

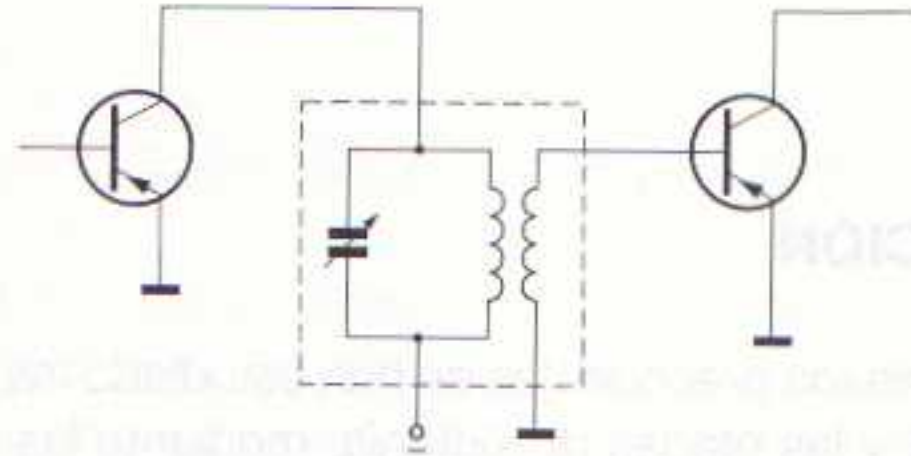
AMPLIFICADOR DE RF CON TRANSISTORES BIPOLARES

En un principio se puede pensar en utilizar los mismos montajes de acoplamiento entre etapas utilizados en BF para el diseño del montaje de un amplificador de RF. No obstante, debe tenerse presente que en un amplificador de RF no sólo deben amplificarse las débiles señales de entrada, sino que también debe seleccionarse la señal que interesa entre todas las que pueden encontrarse dentro del margen de frecuencias considerado (OL, OM, OC, FM), ya que, por muy elevada que sea la ganancia del amplificador, si éste no amplifica las señales que nos interesan, de poco nos sirve.

De conformidad con lo expuesto, un amplificador de RF debe satisfacer dos imperativos:

- *La amplificación.*
- *La selectividad.*

Para obtener estas dos premisas se recurre a los transistores para la primera y a los circuitos sintonizados para la segunda.

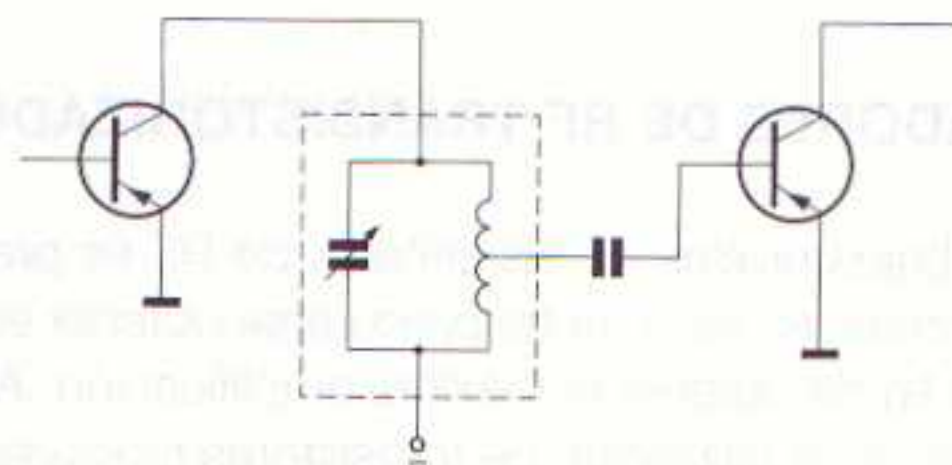


4.1 Etapa amplificadora de RF con acoplamiento por transformador con primario sintonizado.

En la figura 4.1 se ha dibujado el esquema de un amplificador de RF con transistores PNP bipolares en el cual el acoplamiento entre etapas se efectúa mediante un transformador de RF. El transformador de RF consiste en un transformador reductor de tensión, en el que una relación adecuada de transformación logra la correcta adaptación de impedancias entre ambos transistores. Así es, la impedancia de salida de un transistor montado en emisor común es muy elevada, mientras que la de su entrada es muy baja.

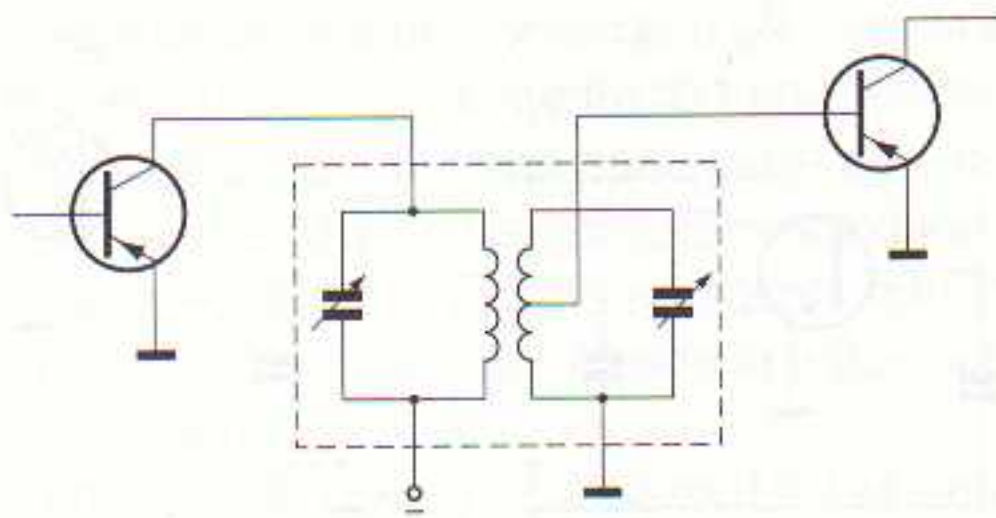
De acuerdo con esto, y dado que la máxima transferencia de energía entre circuitos se obtiene cuando la impedancia de salida de uno es igual a la impedancia de entrada del otro, resulta evidente que en un acoplamiento directo de dos transistores en montaje emisor común no se obtiene la máxima transferencia de energía, razón por la cual se acoplan mediante transformador, siendo el número de espiras del primario de dicho transformador mayor que la del secundario.

Un detalle importante que destaca en el esquema de la figura 4.1 es que el primario del transformador está sintonizado conectando un condensador variable en paralelo con él.



4.2 Etapa amplificadora de RF con acoplamiento por autotransformador con primario sintonizado.

En la figura 4.2 se tiene una variante del circuito de la figura 4.1. Se trata de un amplificador de RF en el cual el acoplamiento entre etapas se realiza mediante un autotransformador en lugar de hacerlo por transformador. El funcionamiento del circuito es prácticamente igual al de la figura 4.1, es decir, la señal de RF se aplica entre base y emisor del primer transistor, obteniéndose amplificada entre colector y emisor, es decir, en el primario del autotransformador. Al estar el primario del autotransformador sintonizado, se selecciona la frecuencia, por lo que sólo una pasa a la etapa siguiente. De la toma intermedia del autotransformador se obtiene la señal que se aplica a la base del segundo transistor amplificador, ya que deben adaptarse la impedancia de salida del primer transistor con la de entrada del segundo. En la segunda etapa amplificadora se precisa un condensador de acoplamiento que deje pasar la señal de RF y bloquee el paso de la componente continua de polarización de colector del primer transistor hacia la base del segundo.



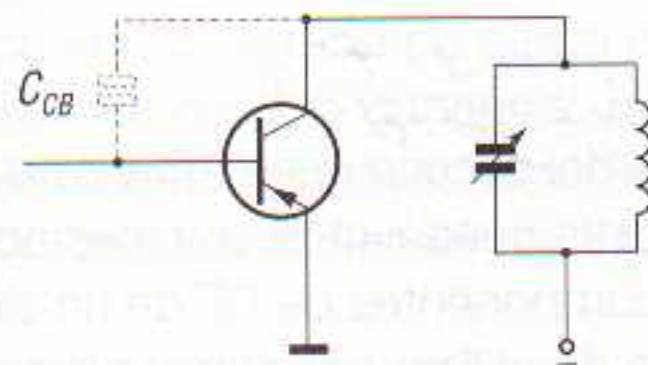
4.3 Etapa amplificadora de RF con acoplamiento por transformador con primario y secundario sintonizados.

Un tercer circuito amplificador de RF con transistores bipolares es el que se muestra en la figura 4.3. En este circuito el transformador está sintonizado en el primario y en el secundario. La señal que se aplica al segundo transistor amplificador se extrae de una toma media del secundario del transformador, ya que deben adaptarse las impedancias.

NEUTRALIZACIÓN

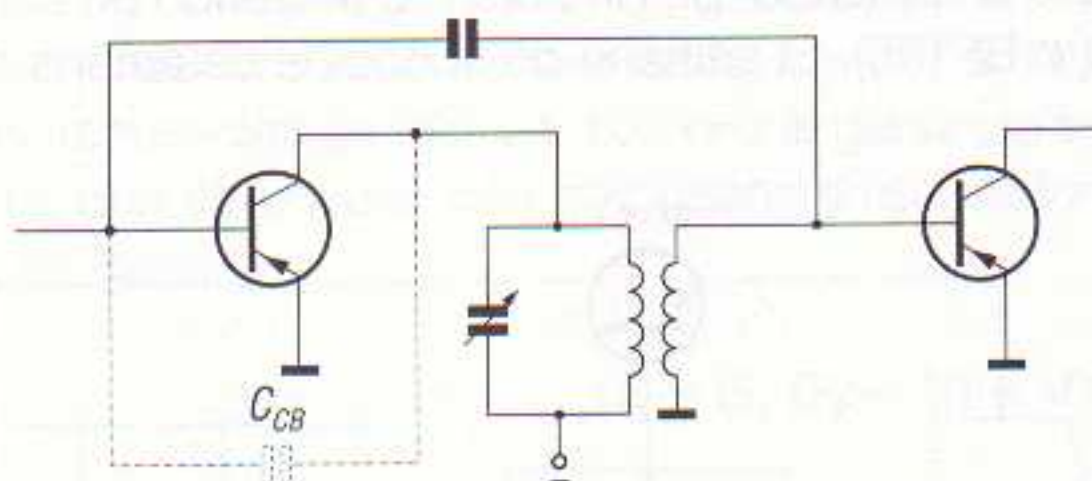
El diseño de una etapa de RF no es tan simple como se ha expuesto en el apartado anterior, pero se ha descrito así para que el lector comprenda el principio de funcionamiento.

En la práctica, la capacidad parásita existente entre base y colector de los transistores (C_{CB} de la figura 4.4) puede ser causa de inestabilidad cuando la carga del colector es de tipo inductivo, como sucede en los amplificadores selectivos de RF.



4.4 La capacidad parásita entre base y colector del transistor es causa de que el circuito amplificador entre en oscilación.

En efecto, la citada capacidad parásita es causa de oscilaciones espontáneas, o autooscilaciones, por lo que es preciso neutralizarla. La *neutralización* consiste en aplicar al electrodo de gobierno, es decir, a la base del transistor, una señal de igual amplitud y frecuencia que la señal realimentada pero con fase opuesta, de forma que ambas señales se anulen. Se trata de una realimentación negativa de RF, la cual se toma del secundario, no sintonizado, del transformador de RF (figura 4.5).

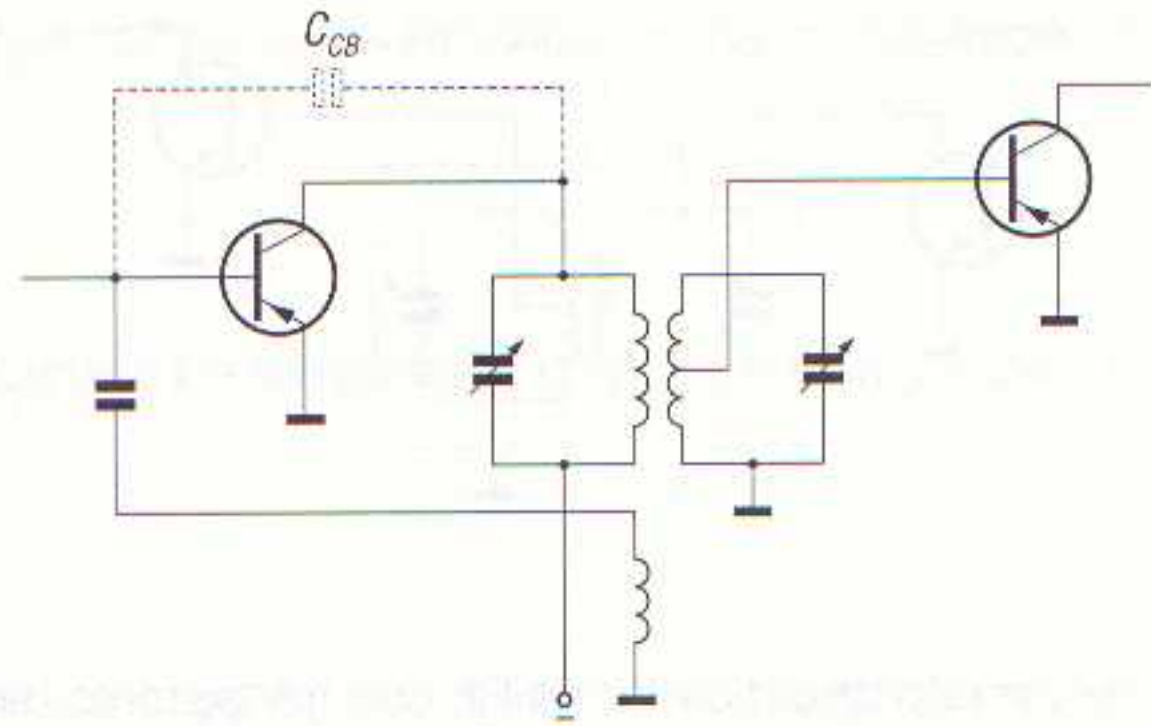


4.5 Circuito de realimentación negativa para neutralizar la acción de la capacidad parásita base-colector.

El motivo de tomar la señal de neutralización del secundario no sintonizado del transformador de RF se debe a que en un extremo de dicho secundario la señal está en oposición de fase a la del primario o señal presente en el colector.

En el caso de transformadores con primario y secundario sintonizados, en cada extremo la señal sólo está desfasada en un cuarto de período, por lo que en este caso debe proveerse al

4.6 Circuito de realimentación negativa para neutralizar la acción de la capacidad parásita base-colector, cuando se utiliza un transformador con primario y secundario sintonizados.



transformador de un tercer devanado no sintonizado que se utiliza sólo para la neutralización (figura 4.6).

ETAPA AMPLIFICADORA DE RF PARA FM CON TRANSISTOR BIPOLAR

El principio de funcionamiento de un amplificador de RF para FM es semejante al de AM. Sin embargo, debido a las muy altas frecuencias de las portadoras en FM, la bobina de entrada de antena posee muy pocas espiras, siendo unos valores normales los siguientes:

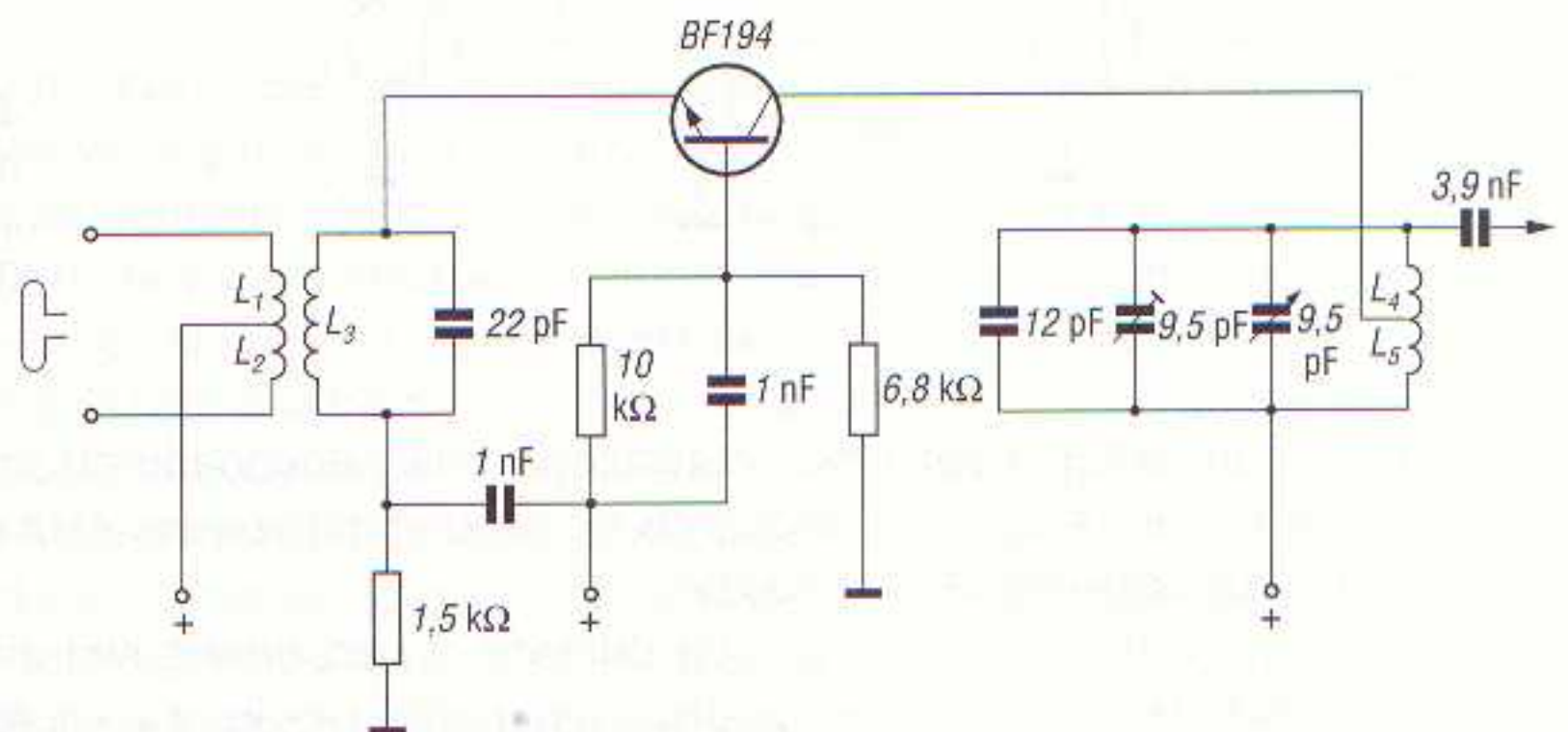
- Primario de 300 Ω : 4 + 4 espiras.
- Primario de 75 Ω : 4 espiras.
- Secundario: 4 espiras.

Así pues, los valores de capacidad e inductancia del circuito resonante de sintonía son muy bajos, por lo que cualquier inducción o capacidad parásita puede introducir inestabilidad en el circuito.

Por todo esto, la distribución y conexión de los componentes de RF de un sintonizador para FM deben realizarse con el máximo cuidado. En el caso de utilizar transistores bipolares, éstos han de ser de aleación difusa de muy elevada frecuencia de transición, así como montajes en base común, con el fin de obtener una realimentación positiva por medio de la capacidad parásita colector-emisor del transistor. Asimismo, debido al amplio margen de frecuencias con que se trabaja, se necesita que el ancho de banda de las bobinas sea grande, por lo que se utilizan circuitos con bajo factor de calidad y banda ancha.

Es importante, en el diseño de este tipo de circuitos, que las masas que rodean la parte del sintonizador de FM aislen las conexiones del mismo de las restantes del radioreceptor, con el fin de eliminar inductancias y capacidades parásitas.

En la figura 4.7 se ha dibujado un circuito amplificador de RF para FM utilizando un transistor bipolar de silicio tipo NPN (transistor BF194 o BF195). El primario de la bobina de antena consta de



4.7 Amplificador de RF para receptor de FM con transistor BF194.

un total de 5 espiras de hilo de cobre de 0,22 mm de diámetro, con una toma central en la espira 2,5, enrollada sobre un núcleo de ferrita. De esta forma, se obtiene una impedancia de 300Ω entre extremos de la bobina y 75Ω entre cada extremo y la toma central, con lo que se puede conectar el circuito a cualquier línea de antena. El secundario (L_3) consta de 3 espiras de hilo de cobre de 0,22 mm de diámetro. Este devanado se adapta a la impedancia de entrada del transistor amplificador de RF BF194, con lo que se obtiene la máxima transferencia de energía de la etapa sintonizadora al amplificador.

El amplificador de RF utiliza el transistor BF194 en montaje base común a fin de aprovechar la realimentación positiva debida a la capacidad parásita entre colector y emisor, que no llega, en ningún caso, a producir inestabilidades. Puede comprobarse que la señal de entrada, es decir, la señal presente en el secundario de la etapa de sintonía, se aplica entre emisor y base del transistor vía condensador de acoplamiento de 1 nF, mientras que la señal de salida se obtiene entre colector y base. Las resistencias de $10 \text{ k}\Omega$ y $6,8 \text{ k}\Omega$ forman el divisor de tensión que polariza en continua la base del transistor.

El circuito de emisor, de muy bajo factor de calidad debido a la carga que ofrece la impedancia de entrada del transistor y a la reflejada por la antena, se halla sintonizado en el extremo superior de la banda para compensar la disminución de ganancia con el aumento de la frecuencia.

En el colector del transistor de RF se dispone un circuito sintonizado, el cual consta de una bobina L_4L_5 que posee un total de 4 espiras de hilo esmaltado de 1 mm de diámetro, bobinada al aire, con diámetro interior de 8 mm. La toma media de esta bobina se efectúa en la espira 1,25 para L_4 , quedando 2,75 espiras para L_5 . La sintonización se realiza ajustando la capacidad de los condensadores variable y ajustable de 9,5 pF. Mediante el condensador de 3,9 pF en el circuito de colector, la señal amplificada se inyecta a la siguiente etapa.

Todos los amplificadores de RF trabajan en *clase A*, es decir, en la parte rectilínea de la curva característica del transistor. A este respecto cabe decir que la polarización de la base del transistor no es fija, sino que varía con la tensión de salida del detector, con lo que se obtiene un control automático de la ganancia, es decir, la ganancia del amplificador de RF varía según el nivel de la señal captada por la antena, de forma que se amplifican más las señales débiles y menos las fuertes. De todo ello se trata con profundidad en el capítulo de esta obra dedicado al control automático de la ganancia.

AMPLIFICADORES SELECTIVOS EN CASCADA

Cuando la sensibilidad (o la selectividad) alcanzada por una etapa amplificadora de RF es insuficiente, se recurre al empleo de dos o más etapas amplificadoras conectadas en cascada. De esta forma se obtiene mayor sensibilidad y selectividad.

Supóngase un amplificador de RF formado por dos etapas amplificadoras selectivas, cuya ganancia máxima es 10 y la frecuencia de resonancia de 1 MHz. Las frecuencias de corte f_1 y f_2 serán, pues, de 990 y 1.100 kHz (ancho de banda de 10 kHz), es decir, que a dichas frecuencias la ganancia es 3 dB inferior (o, lo que es lo mismo, el 70,7 % de la ganancia máxima); en nuestro caso, a las frecuencias de 990 y 1.100 kHz la ganancia será de 7,07. A partir de estos datos, la ganancia total que se obtiene con dos pasos amplificadores es igual al producto de las ganancias parciales, es decir,

$$G_T = G_1 G_2 = 10 \times 10 = 100$$

En consecuencia, a la frecuencia de resonancia de 1 MHz la ganancia total es 100, bastante superior a la ganancia 10 de una sola etapa amplificadora, con lo cual se aumenta considerablemente la sensibilidad del radioreceptor.

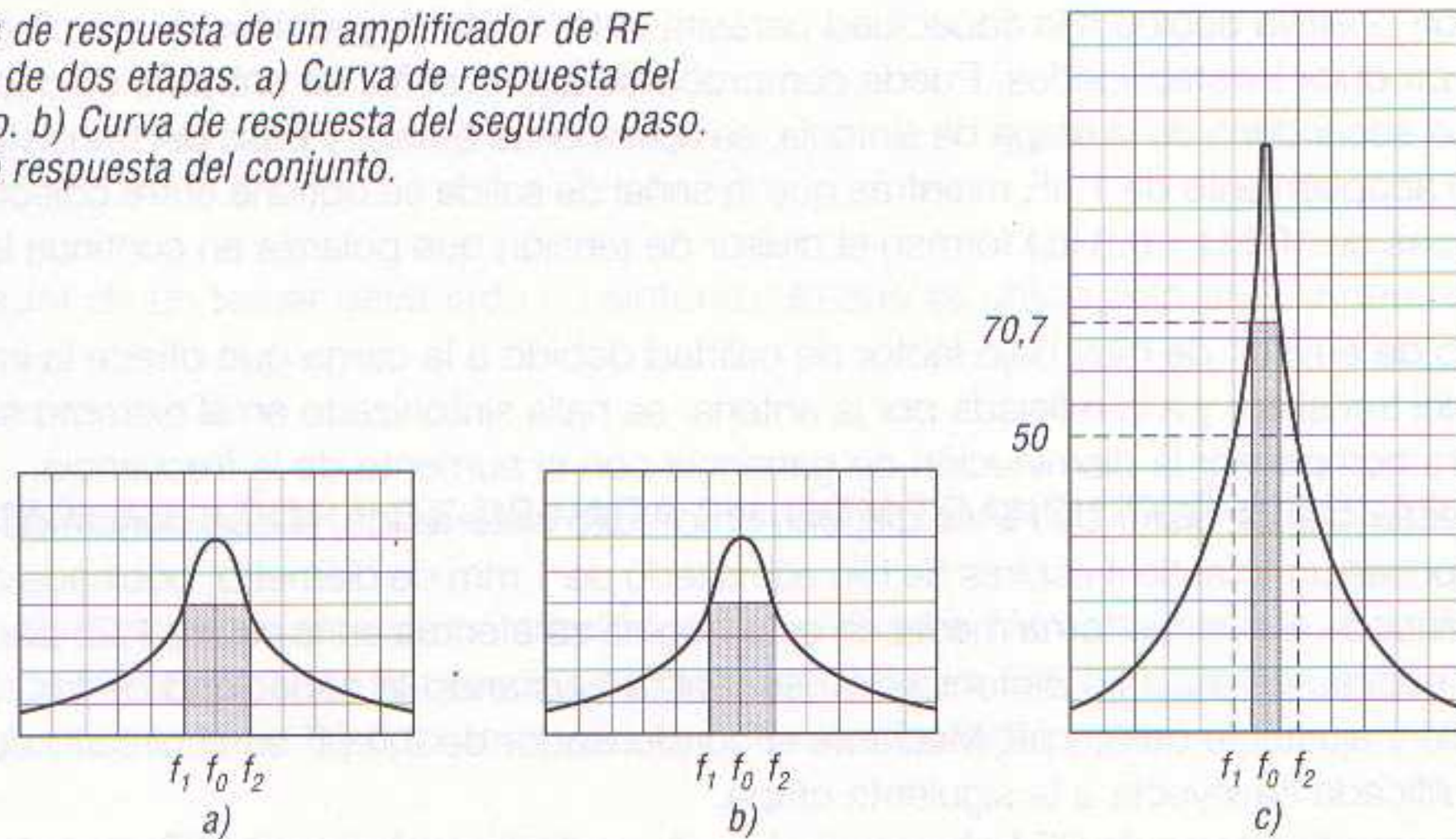
A las frecuencias de corte f_1 y f_2 (de 990 y 1.100 kHz, respectivamente) la ganancia es del 70,7 % en cada etapa, por lo que la ganancia total será:

$$G_T = G_1 G_2 = 7,07 \times 7,07 \approx 49$$

es decir, la mitad de la ganancia máxima, lo que supone que las frecuencias de 990 y 1.100 kHz no son ya las frecuencias de corte del amplificador de dos etapas, puesto que es norma que las frecuencias de corte se encuentren a un 70,7 % del nivel de la frecuencia de resonancia.

De todo lo expuesto se deduce que las frecuencias de corte están ahora más cerca de la frecuencia de resonancia; por lo tanto, el ancho de banda del circuito es menor y su selectividad, mayor.

4.8 Curvas de respuesta de un amplificador de RF en cascada de dos etapas. a) Curva de respuesta del primer paso. b) Curva de respuesta del segundo paso. c) Curva de respuesta del conjunto.



Todo esto se ilustra en la figura 4.8, donde se muestran las curvas de respuesta de cada paso amplificador y la curva de respuesta del conjunto. En ellas se observa que el ancho de banda del conjunto es más estrecho (mayor selectividad) y la ganancia a 1 MHz, mucho mayor (mayor sensibilidad).

Con el fin de no hacer exageradamente grande la figura correspondiente a la ganancia total del conjunto, se ha supuesto una ganancia de cada etapa amplificadora de 3, lo cual no varía, sin embargo, el resultado referente al ancho de banda; es decir, sea cual sea la ganancia de cada etapa, al disponer dos amplificadores en cascada el valor de la ganancia a la frecuencia de corte desciende del 70,7 % al 50 % o, dicho de otra forma, pasa a valer 6 dB por debajo del valor de la ganancia a la frecuencia de resonancia.

Resulta evidente que no se puede amplificar indefinidamente la señal, pues llega un momento en que el ancho de banda es insuficiente para contener información. Por este motivo, lo normal es disponer sólo una o dos etapas amplificadoras de RF (como máximo tres), prestando especial cuidado a los anchos de banda de cada circuito resonante, de forma que se obtenga el ancho de banda necesario para la transmisión de la información.

Otro punto muy importante en los amplificadores de RF selectivos formados por dos o tres etapas es la necesidad de que todos ellos estén sintonizados exactamente a la misma frecuencia de resonancia.

Efectivamente, cada vez que se sintoniza una emisora se debe cambiar la frecuencia de resonancia de cada uno de los circuitos resonantes, pues en caso contrario la señal queda bloqueada en alguno de los pasos.

Resulta laborioso tener que ajustar individualmente cada circuito resonante, por lo que este problema se soluciona utilizando bobinas iguales y condensadores variables iguales unidos mecánicamente por sus ejes, de forma que el accionamiento de un solo mando haga girar simultáneamente las placas móviles de todos los condensadores.

En paralelo con cada uno de estos condensadores variables se conecta un *trimmer* que permite el ajuste (de una vez por todas) de las pequeñas variaciones de capacidad que puedan existir entre cada uno de los condensadores variables.

RUIDO EN EL AMPLIFICADOR DE RF

La etapa amplificadora de RF ha de ser muy cuidada en su diseño, puesto que cualquier ruido que ésta agregue a la señal será amplificado irremediablemente por las etapas siguientes del receptor, puesto que ninguna etapa posterior puede mejorar la relación señal/ruido.

Existen varias causas del ruido y distintas formas para eliminarlo. Entre las causas cabe citar el aumento de la corriente a través de las resistencias, las cuales aumentan o disminuyen de valor (ruido térmico), el polvo, la humedad, las fugas en condensadores y las conexiones mal soldadas. El sistema más importante para eliminar en parte el ruido es el blindaje del sintonizador, el cual consiste en encerrar este sistema en una caja de aluminio conectado a masa.

Actualmente, la utilización de transistores de efecto de campo (FET) reduce considerablemente el ruido, razón por la cual dichos transistores se utilizan en las etapas amplificadoras de RF de prácticamente todos los radiorreceptores modernos.

AMPLIFICADORES DE RF CON FET

El FET se emplea en etapas amplificadoras de RF de receptores de HF, VHF y UHF, puesto que ofrece características superiores en lo que respecta a dos factores críticos cuando se trata de los transistores bipolares:

- *La modulación cruzada.*
- *La intermodulación.*

Además de estos dos factores, el FET también presenta propiedades de ruido iguales a las de los transistores bipolares.

La modulación cruzada es la transferencia de la modulación de una portadora a la portadora de otra señal. La intermodulación se produce cuando dos o más señales de interferencia (fuera de sintonía) se mezclan para producir una señal dentro de la banda de paso del receptor. Estos dos efectos se producen por la no linealidad en la característica de transferencia del dispositivo amplificador. El grado depende de los armónicos impares de tercer y mayor orden en la característica de transferencia del amplificador. Tanto el transistor bipolar como el de efecto de campo presentan una característica no lineal; sin embargo, el FET es superior al bipolar en este aspecto, es decir, su característica es más lineal.

Las características de modulación cruzada y de intermodulación de un circuito están en función del nivel de la señal de interferencia. En el montaje surtidor común de un FET, el nivel de tensión de una señal de interferencia se eleva por el transformador de adaptación requerido, ya que la resistencia de entrada es elevada, es decir, el transformador adaptador ha de poseer mayor número de espiras en el secundario que en el primario para adaptar impedancias y, por lo tanto, aumenta el nivel de tensión de la señal de interferencia. En el caso de un montaje en puerta común, la resistencia de entrada es baja, de modo que para igual potencia de entrada el nivel de tensión de la señal de interferencia es más elevado en el montaje surtidor común que en el de puerta común.

De lo expuesto se deduce que, con niveles bajos de la señal de interferencia, la modulación cruzada y la intermodulación se presentan antes en el montaje surtidor común, y el circuito en puerta común resulta preferible por su mejor rendimiento.

En la tabla 4.1 se indican las características comparativas de ruido para RF (a 100 MHz) de los FET según el montaje y en comparación con un transistor bipolar montado en base común, que es la forma más usual de montaje en amplificadores de RF para recepción en FM.

Como se puede comprobar en esta tabla, los mejores factores de ganancia y de ruido se obtienen con un amplificador neutralizado utilizando un transistor FET en montaje surtidor común. Sin embargo, en este montaje se necesita neutralización, puesto que los valores de capacidad de realimentación y de la impedancia de entrada son altos. Por otra parte, la ganancia debe ser baja, puesto que la impedancia de carga es baja. El amplificador de puerta común tiene, en cambio, una capacidad de realimentación baja y su ganancia es estable hasta la banda de UHF.

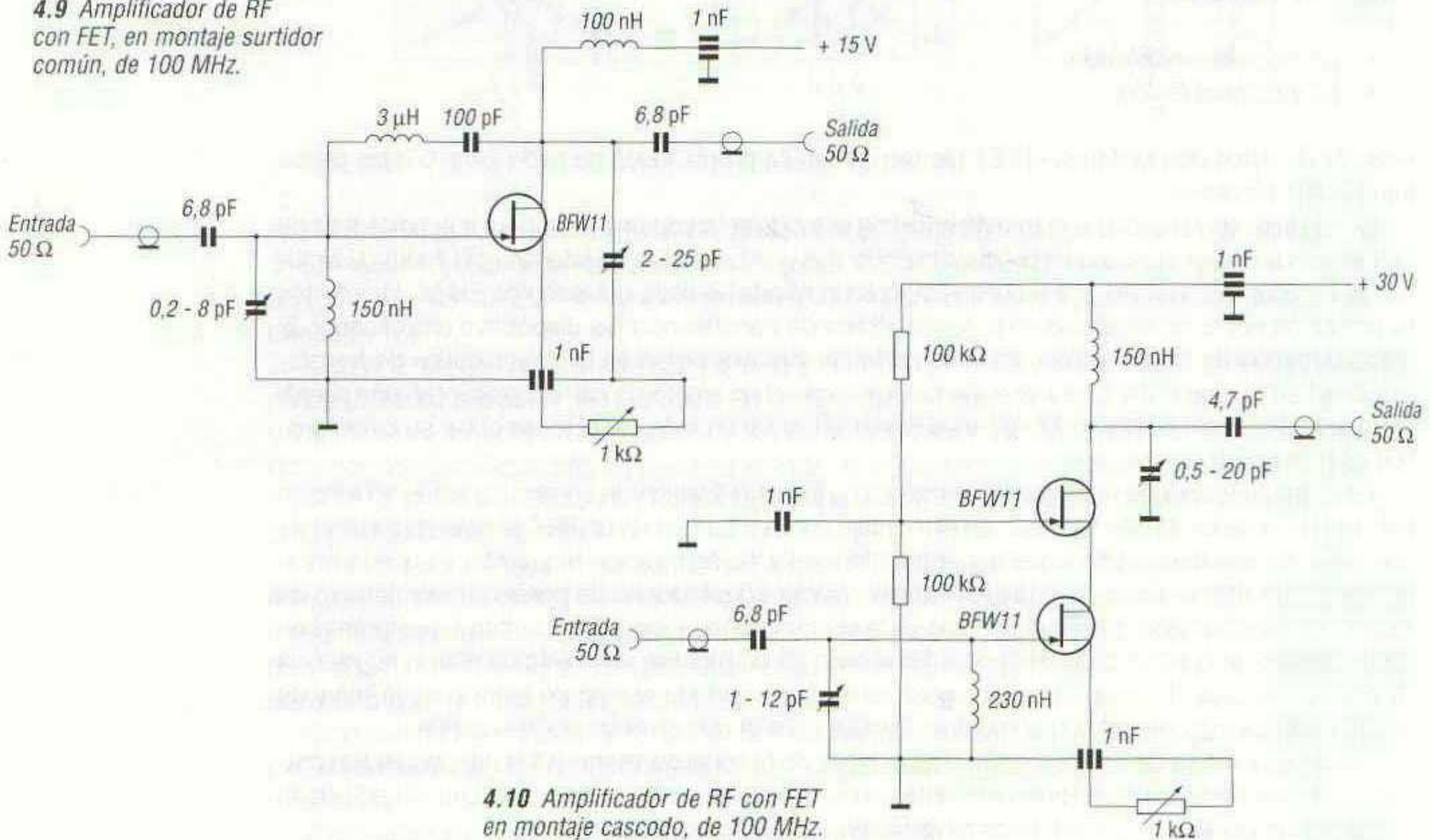
Tabla 4.1 Características de ruido para RF.

Transistor	Circuito	Neutralización	Factor de ruido	Ganancia
FET	Surtidor común	Sí	2 dB	18 dB
FET	Puerta común	No	4 dB	12 dB
FET	Cascodo	No	3 dB	17,5 dB
Bipolar	Base común	No	3 dB	17 dB

Así pues, la elección de una u otra forma de montaje del FET depende de la importancia que se dé a la modulación cruzada y a la intermodulación, al ruido y a la ganancia en cada amplificación.

Una tercera posibilidad es la del montaje *cascodo*. Este montaje consiste en una etapa de entrada con surtidor común, que actúa sobre una etapa de salida con puerta común. Entre las ventajas de este circuito cabe citar su elevada ganancia y una reducción del ruido.

4.9 Amplificador de RF con FET, en montaje surtidor común, de 100 MHz.



4.10 Amplificador de RF con FET en montaje cascodo, de 100 MHz.

En las figuras 4.9 y 4.10 se muestran dos circuitos amplificadores de RF con transistores de efecto de campo tipo BFW11 en montaje surtidor común y cascodo. En el circuito de la figura 4.9 la señal de RF de entrada se aplica entre puerta y surtidor (una vez sintonizado el surtidor por el circuito LC), obteniéndose dicha señal amplificada entre drenador y surtidor. El circuito dispone de una neutralización para mantener la estabilidad y está alimentado por una resistencia de surtidor de 1 kΩ. Tanto los conductores de entrada como los de salida son coaxiales, conectando la malla a masa para evitar interferencias. El circuito de la figura 4.10 es un montaje en cascodo, en el que los dos

transistores han de ser seleccionados para valores similares de corriente de surtidor. Por su interés, a continuación se estudia este tipo de amplificador.

Amplificador cascodo con FET

El amplificador cascodo es muy utilizado en RF, pues resuelve una cuestión de la mayor importancia: la *relación señal/ruido* (S/N).

Se ha dicho, en páginas anteriores, que la sensibilidad del radioreceptor y la relación señal/ruido dependen de la etapa amplificadora primaria de RF. Si ésta está mal diseñada, el ruido es amplificado inevitablemente por las etapas siguientes, obteniéndose resultados insatisfactorios para el oyente.

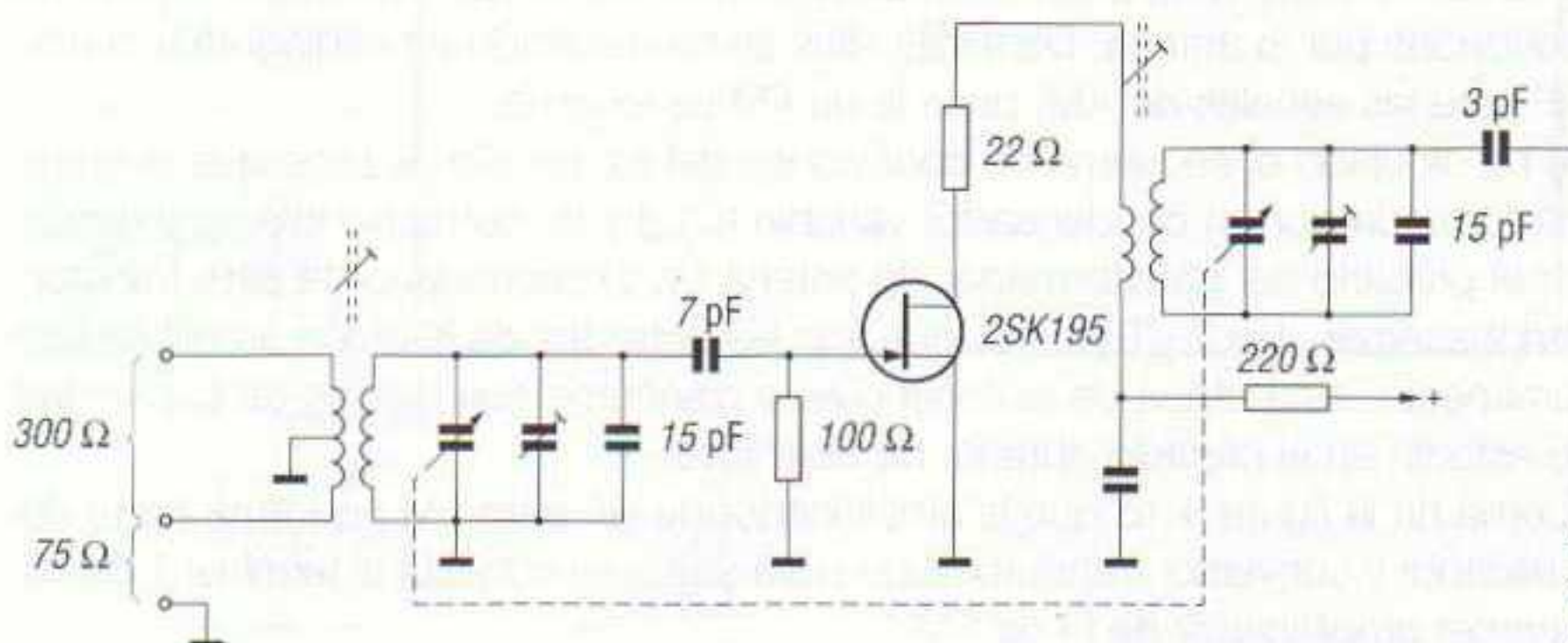
La figura 4.10 muestra el circuito de un amplificador cascodo, formado por dos FET conectados en serie o cascada. El primer transistor actúa como un transformador de entrada de impedancia constante, adaptando la señal de entrada al circuito de surtidor del segundo transistor con puerta a masa. Este segundo transistor proporciona la mayor parte de la ganancia del conjunto, mientras que el primero establece la relación S/N de la señal sintonizada. Empleando parejas de transistores especialmente seleccionadas para esta función, se logran ganancias del orden de 15 a 20 dB. Como puede suponerse, la alimentación de los dos transistores en serie requiere una mayor tensión (30 V en lugar de los 15 V de la figura 4.9).

El funcionamiento del circuito es como sigue: la tensión de la señal de RF captada por la antena se aplica (mediante cable apantallado) al circuito oscilante de entrada, donde se selecciona la frecuencia portadora de la emisora que se desea recibir mediante un condensador variable o un diodo de capacidad variable. La tensión de la señal sintonizada aparece así en bornes del citado circuito oscilante y se aplica entre puerta y surtidor del primer transistor. Aquí la señal prácticamente no se amplifica, ya que este transistor actúa como aislador acoplador de impedancias. La señal obtenida en drenador del primer transistor se aplica al surtidor del segundo, el cual, aunque su puerta no está unida a masa, a efectos de la señal es como si lo estuviera, ya que la puerta está unida a masa a través del condensador de 1 nF y éste tiene un valor lo suficientemente elevado para presentar una baja reactancia ante las frecuencias de la señal a amplificar.

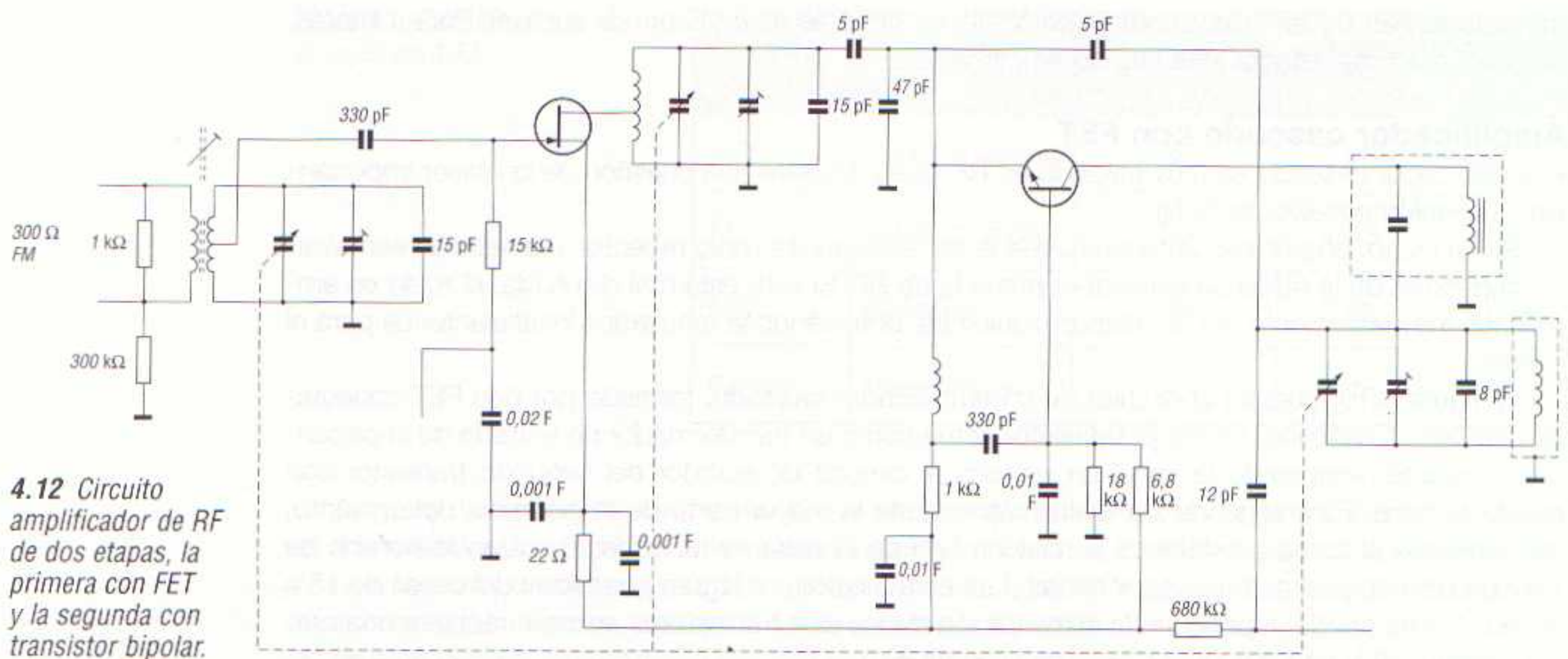
De lo expuesto se deduce que el segundo transistor es un amplificador alimentado por surtidor, con la puerta conectada a masa. La señal de salida se obtiene a través del correspondiente circuito sintonizado de drenador. En este circuito se aprovechan las capacidades parásitas para incluirlas en el valor de la capacidad necesaria para la resonancia de los circuitos.

Ejemplos de circuitos amplificadores de RF con FET

La figura 4.11 corresponde a un circuito amplificador de RF para FM con transistor de efecto de campo. Se trata de un sencillo circuito de una sola etapa pero muy efectivo para amplificar señales de radiodifusión en FM. La entrada del circuito está preparada para líneas de bajada de antena de 75 y 300 Ω . La señal obtenida en el secundario se aplica entre puerta y surtidor del FET y entre drenador y surtidor se obtiene la señal amplificada, la cual se aplica a un segundo circuito resonante.



4.11 Circuito amplificador de RF con FET para receptor de FM.



4.12 Circuito amplificador de RF de dos etapas, la primera con FET y la segunda con transistor bipolar.

En la figura 4.12 se ha dibujado otro circuito amplificador de RF. Éste consta de dos etapas amplificadoras, la primera con un FET y la segunda con un transistor bipolar. Como particularidad de este circuito cabe citar la unión mecánica de tres secciones del condensador variable, puesto que consta de tres circuitos resonantes y los tres han de sintonizarse simultáneamente.

AMPLIFICADORES DE RF INTEGRADOS

Actualmente, lo más usual en el diseño de aparatos receptores de radio es utilizar un par de circuitos integrados. En el primero de ellos se integran todas, o casi todas, las etapas de RF, FI y detectoras de AM y FM, y en el segundo se integran las etapas amplificadoras de audio.

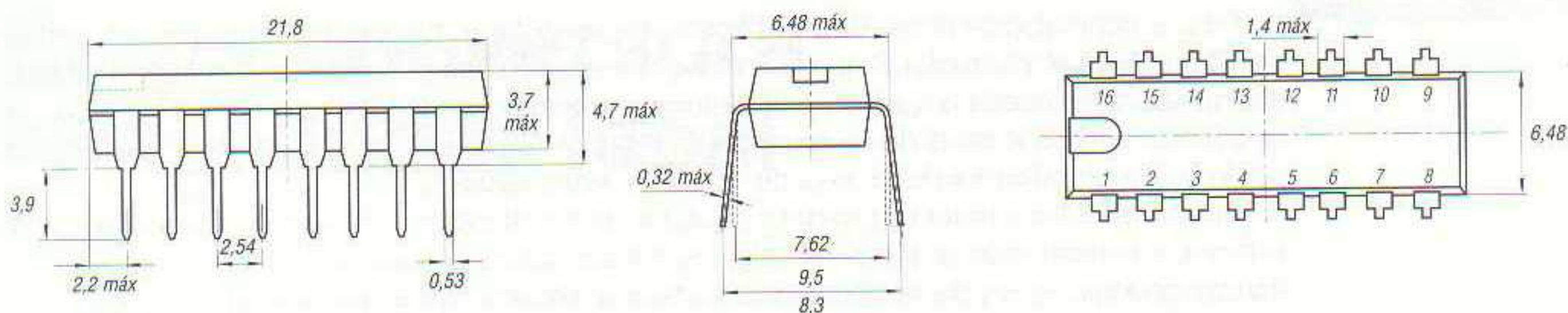
Son muy numerosos los *chips* en los que se integran las etapas de RF/FI de un receptor de AM/FM, por lo que describirlos todos es imposible. Por este motivo, en este capítulo se expone sólo uno de ellos y, en los próximos, al avanzar en el estudio de las etapas del receptor, se describen otros, con el fin de que el lector encuentre en este libro un amplio muestrario de esta clase de circuitos. Esto quiere decir que se pueden consultar capítulos posteriores de este libro para encontrar esquemas de otros circuitos integrados con etapas de RF integradas y ampliar así el tema tratado.

El IC que se describe a continuación es el TEA5570 de PHILIPS. Se trata de un IC monolítico que integra todas las etapas de RF y FI de un receptor de radio para AM y FM, ideal para ser utilizado en aparatos portátiles.

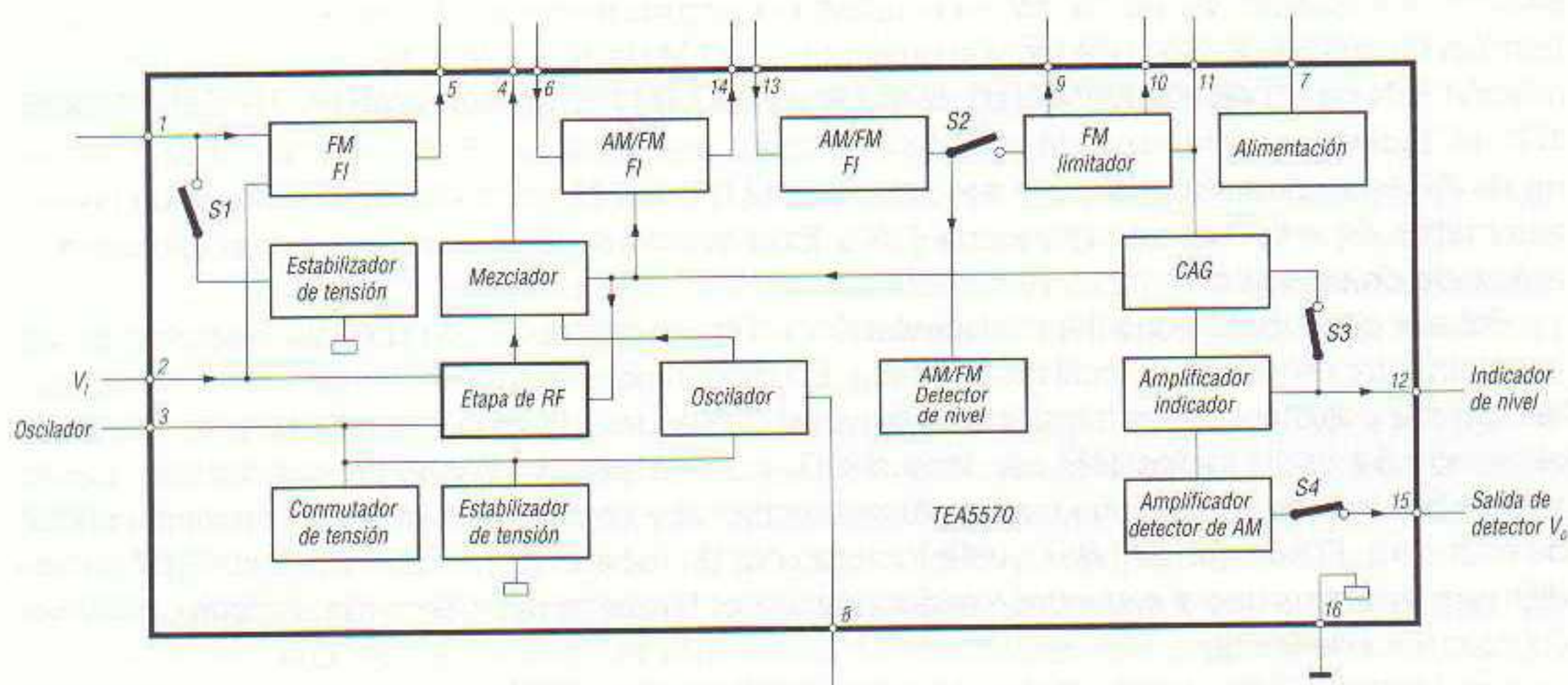
El TEA5570 se presenta en cápsula DIL de 16 patitas (figura 4.13), siendo su circuitería interna la que se ha dibujado en la figura 4.14. Como se puede comprobar en el diagrama de bloques de la figura 4.14, en este IC se lleva a cabo todo el proceso para obtener las señales de audio a partir de las señales de RF sintonizadas por la antena. De todas ellas se ha resaltado en el diagrama la etapa amplificadora de RF para las señales de AM, pues la de FM es externa.

En la figura 4.15 se ha dibujado el esquema de conexiones del IC. En ella se tiene que la etapa de sintonía de AM está formada por un condensador variable (C_{AM}) y su correspondiente *trimmer*, ambos en paralelo con el primario del transformador de antena L_1 . El secundario de este transformador se conecta entre los terminales 2 y 3 del IC, que son las entradas de la etapa amplificadora de RF integrada. Naturalmente, esta etapa de sintonía puede diseñarse con diodos de capacidad variable, tal y como se estudia en el capítulo anterior de este libro.

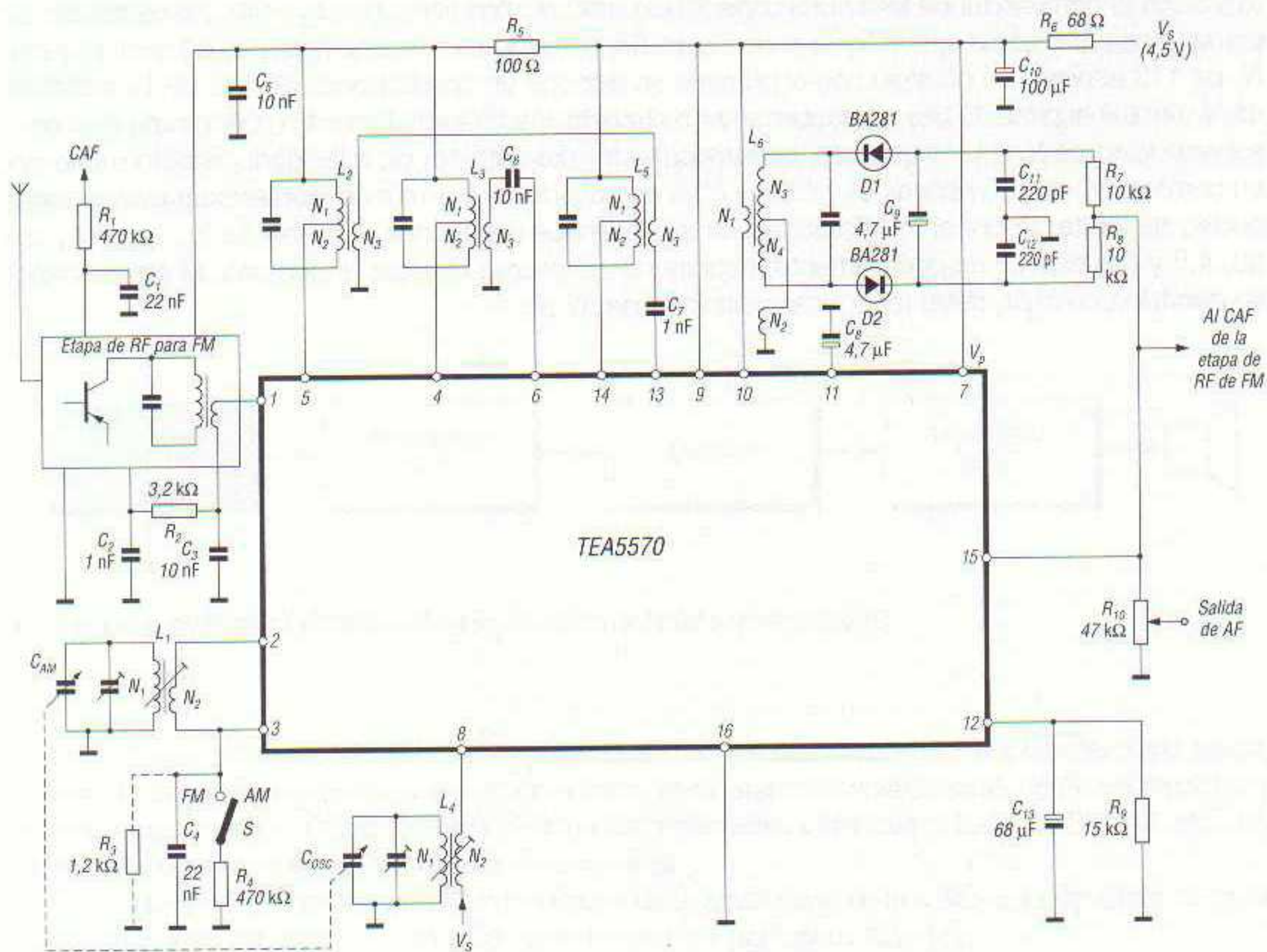
Destaca en el esquema de la figura 4.15 que el amplificador de RF para FM no forma parte del IC, sino que es un amplificador y convertidor transistorizado cuya salida se conecta al terminal 1 del IC, que es la entrada del primer amplificador de FI de FM.



4.13 Cápsula DIL de 16 patitas, del IC TEA5570.



4.14 Diagrama de bloques de la circuitería del TEA5570.



4.15 Esquema de un receptor de radio para AM/FM, diseñado con el TEA5570.

Para la conmutación entre AM y FM basta con conectar o desconectar de masa el terminal 3 del IC mediante el interruptor S que se indica en el esquema de la figura 4.15. Con el conmutador abierto el circuito queda preparado para sintonizar las emisiones en AM. Con el interruptor cerrado se conecta a masa la señal de RF presente en el secundario del transformador de sintonía de AM, por lo que el amplificador de RF deja de amplificar estas señales.

Aunque es tema a tratar en próximos capítulos, por el interés que este circuito puede tener para el lector, a continuación se relacionan algunas de sus características, así como los valores de los transformadores de FI y del oscilador local. La tensión de alimentación de este circuito, entre los terminales 7 y 16, puede estar comprendida entre 2,7 y 9 V, aunque el valor típico es de 4,5 V con el positivo al terminal 7. La corriente de alimentación típica es de 6,2 mA. La sensibilidad en AM, para obtener una tensión (V_o) de 10 mV en la salida del circuito (terminal 15), es de $1,7 \mu\text{V}$ de V_i en el terminal de entrada 2. Con una tensión de entrada de AM de $16 \mu\text{V}$ en el terminal 2, se obtiene una relación S/N de 26 dB. La tensión de audiofrecuencia (AF) que se obtiene en el terminal 15 es de 100 mV cuando en el terminal de entrada 2 se aplica una señal de RF de 1 mV. La tensión de salida de AF se realimenta al circuito amplificador de RF de FM, para efectuar sobre él un control automático de la frecuencia sintonizada (CAF). Este circuito de CAF se estudia en un capítulo más avanzado de esta obra.

Entre el positivo de la fuente de alimentación y el terminal 8 del IC, se conecta el secundario del transformador del oscilador local para AM (L_4). El primario de este transformador y los condensadores variable y ajustable en paralelo con él forman el circuito resonante que establece la frecuencia de oscilación del oscilador local. El condensador C_{OSC} forma tándem con el de sintonía C_{AM} , puesto que ambos han de ser accionados simultáneamente, tal y como se estudia en el próximo capítulo de esta obra. El primario (N_1) de L_4 está formado por 90 espiras de hilo esmaltado de 0,07 mm de diámetro, mientras que el secundario está formado por 6 espiras del mismo hilo. Ambos devanados sobre núcleo de ferrita.

Los filtros de FI (L_2 , L_3 y L_5) tienen las características constructivas que analizamos a continuación. El filtro L_2 está formado por un transformador con núcleo de ferrita, con 3 espiras en N_1 , 8 en N_2 y 1 en N_3 , hechas con hilo de cobre esmaltado de 0,1 mm de diámetro. El condensador en paralelo con el primario ha de tener una capacidad de 82 pF. Los filtros L_3 y L_5 están formados por un primario con 146 espiras, con toma en la espira 33, para formar una bobina N_1 de 33 espiras y otra N_2 de 113 espiras. En paralelo con el primario se dispone un condensador de 180 pF. El secundario N_3 tiene 9 espiras. El hilo para fabricar estos transformadores de FI es de 0,07 mm de diámetro, sobre núcleo de ferrita. Finalmente, el transformador del detector de relación L_6 está formado por un primario N_1 con 50 espiras de hilo de cobre esmaltado de 0,1 mm de diámetro enrollado sobre núcleo de ferrita. Sobre el mismo núcleo se disponen los devanados secundarios N_2 , N_3 y N_4 , con 50, 4,5 y 6,5 espiras respectivamente, hechas con el mismo hilo que el primario. El condensador en paralelo con N_3N_4 debe tener una capacidad de 82 pF.



Etapa convertora: el oscilador local

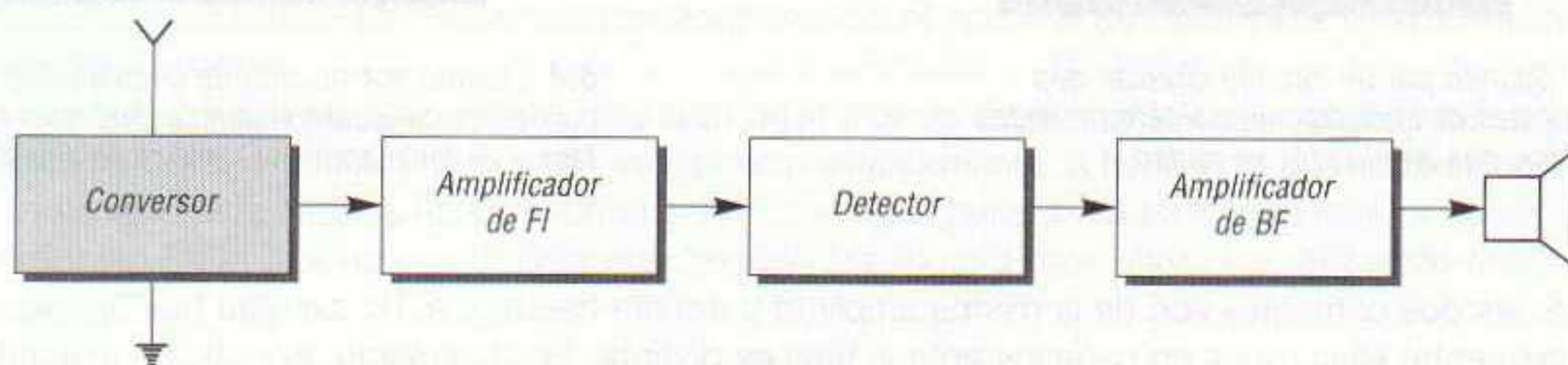
PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO DE LA ETAPA CONVERTORA

La sensibilidad de un receptor de radio no presenta dificultad alguna si se dispone, como circuito sintonizador, un circuito oscilante formado por una bobina y un condensador variable (o un diodo de capacidad variable) en paralelo con ella. Al modificar la capacidad del condensador variable, o del varicap, cambia la frecuencia de resonancia del circuito y, con ello, la frecuencia sintonizada.

Sin embargo, debido a que dichas señales deben aplicarse luego a etapas amplificadoras de RF (para aumentar su nivel de tensión a valores adecuados para ser detectadas) y a que cada emisora tiene un valor de portadora distinto, los componentes reaccionan ante ellas ofreciendo impedancias distintas, por lo que no todas las señales son amplificadas al mismo nivel.

Para evitarlo se procede como sigue: la señal que se desea sintonizar queda convertida, cualquiera que sea su frecuencia, en otra señal de frecuencia más baja y de valor siempre constante denominada *frecuencia intermedia* (abreviadamente, FI). Esta señal de FI queda modulada de la misma forma que la de entrada. Con ello, se obtiene una única portadora de RF, modulada en amplitud o en frecuencia, que es fácil de tratar en las siguientes etapas, pues pueden diseñarse todas las etapas amplificadoras de RF con filtros sintonizados a dicha FI, lo que permite una respuesta y selectividad óptimas sea cual sea la frecuencia de la señal captada por la antena.

Estas etapas amplificadoras de RF, sintonizadas a la FI proporcionada por el convertor, se denominan *amplificadoras de FI*, y el receptor que las incorpora, que hoy en día son todos, recibe el nombre de *superheterodino*.

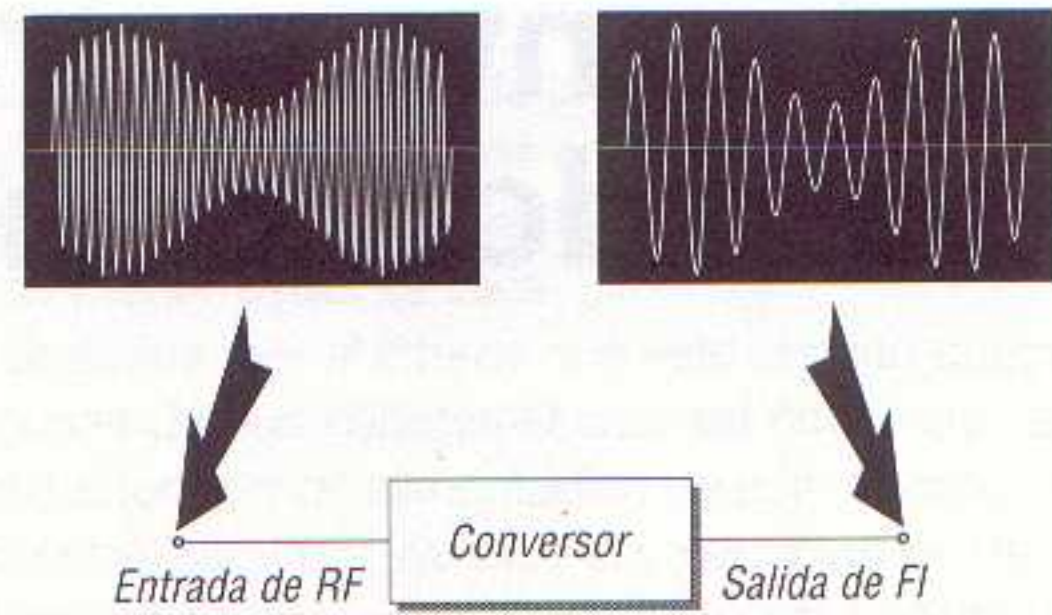


5.1 Esquema de bloques simplificado de un receptor de radio superheterodino.

En la figura 5.1 se ha dibujado el esquema de bloques de un receptor superheterodino típico. Consta de una etapa sintonizadora, un convertor, unas etapas amplificadoras de FI, un detector y un amplificador de BF. Otros circuitos propios de receptores, tales como el de CAG, CAF, etc., no se han dibujado para facilitar la lectura del esquema.

En la figura 5.2 se ha dibujado cómo la forma de la envolvente en la salida del convertor es igual que la de la entrada, pero con un valor de la frecuencia portadora más bajo.

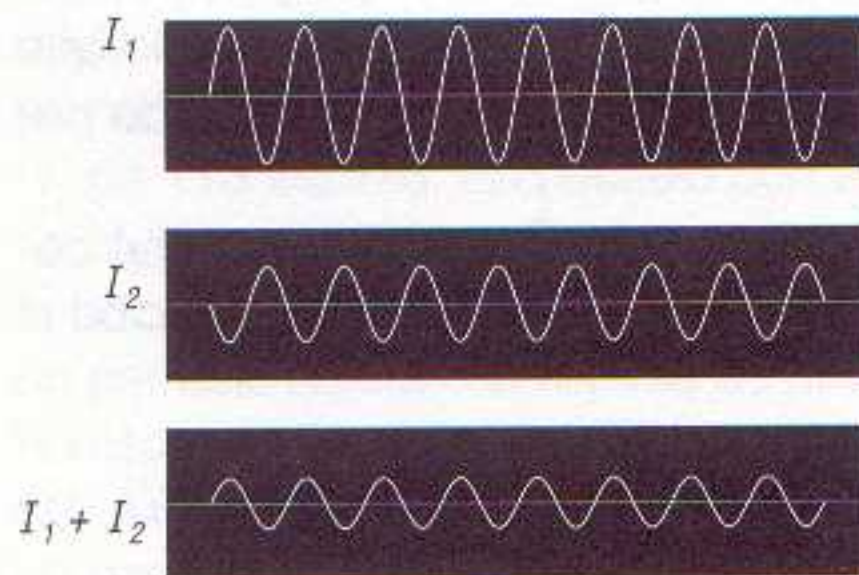
5.2 A la salida del conversor se tiene una señal de menor frecuencia que la de entrada, pero con la misma envolvente.



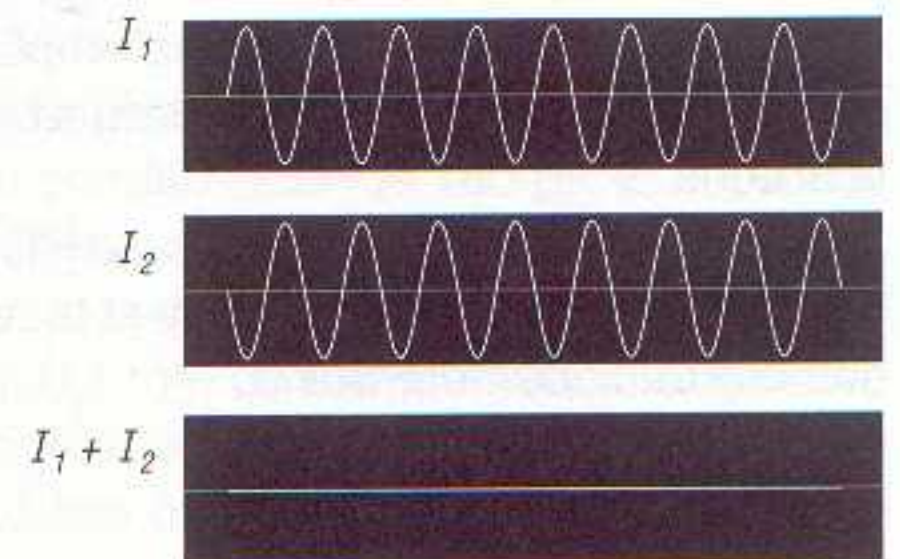
Otra gran ventaja que ofrece el receptor superheterodino es que la señal de FI con la que se trabaja, a pesar de seguir siendo de RF, es de valor inferior al de la de las portadoras sintonizadas, con lo cual desaparece el problema de la inestabilidad.

HETERODINAJE

El fundamento del paso conversor se encuentra en los fenómenos que tienen lugar en un circuito cuando éste es recorrido por corrientes de distinta frecuencia. Si a un circuito se le aplican dos frecuencias iguales y opuestas en fase, sus amplitudes se restan. Si las amplitudes son iguales, las corrientes se anulan. En efecto, en cada instante las corrientes son siempre de signo opuesto; por lo tanto, se restan (figura 5.3), y si son de igual amplitud, el resultado de la resta es cero (figura 5.4). En el caso de amplitudes distintas, la corriente resultante tiene siempre el mismo sentido que la corriente de mayor amplitud.



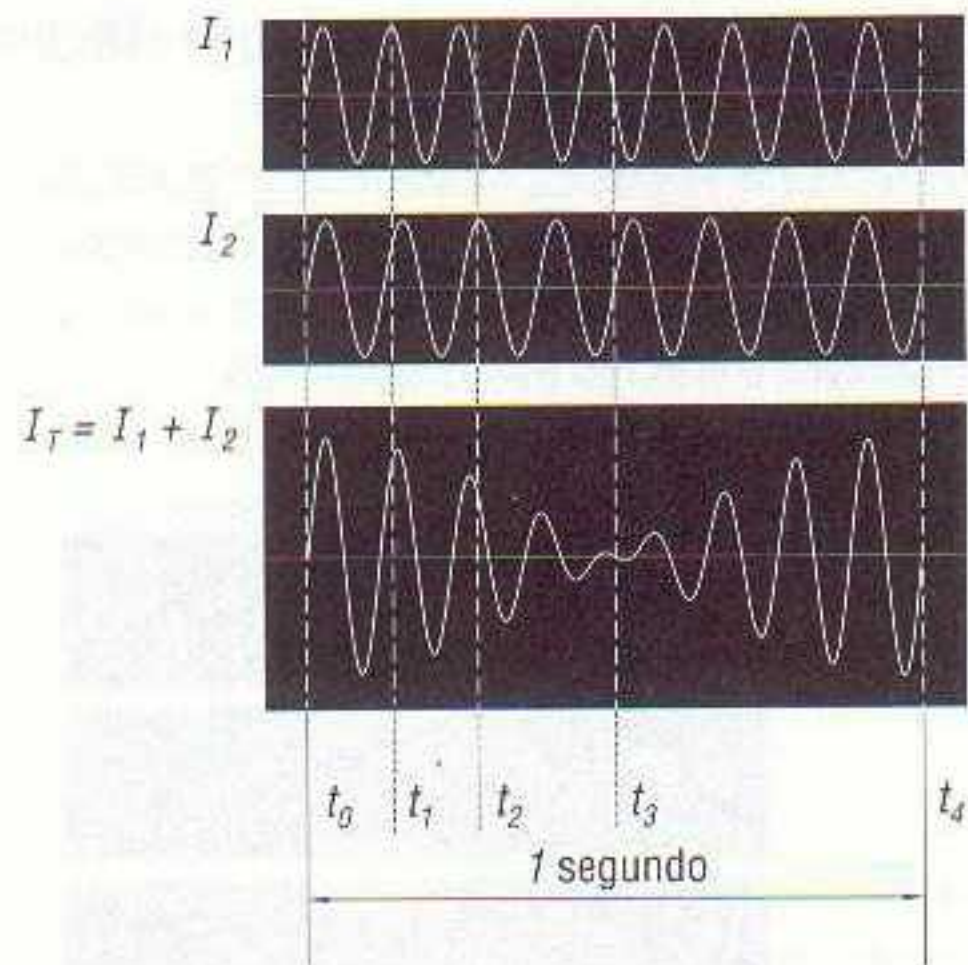
5.3 Cuando por un circuito circulan dos corrientes de igual frecuencia pero opuestas en fase, sus amplitudes se restan.



5.4 Cuando por un circuito circulan dos corrientes de igual frecuencia, opuestas en fase y de igual amplitud, ambas se anulan.

Si las dos corrientes son de la misma amplitud y distinta frecuencia, no siempre hay oposición de fase entre ellas, pues en cada instante la fase es distinta. Efectivamente, los valores instantáneos de las amplitudes de una de las señales varían continuamente con respecto a los valores instantáneos de las amplitudes de la otra y a intervalos regulares, y sólo por un instante, las dos corrientes estarán en oposición de fase anulándose mutuamente por tener la misma amplitud, pero esto sólo será cierto durante un brevísimo instante de tiempo.

Así, supóngase que a un mezclador se le aplica una corriente I_1 , cuya frecuencia es de 9 Hz, y otra corriente I_2 de 8 Hz, teniendo ambas corrientes la misma amplitud (figura 5.5). En el instante t_0 ambas corrientes pasan por cero, por lo que la suma de ambas es nula. A partir de ese instante ambas corrientes aumentan de valor en sentido positivo, por lo que se suman, dando como resultado una corriente de mayor valor I_T . En el instante t_1 la amplitud de la corriente I_1 alcanza por segunda vez su valor máximo positivo, pero la corriente I_2 no ha alcanzado aún su máximo positivo, por



5.5 En la parte inferior se muestra la corriente resultante de mezclar una corriente de 9 Hz con otra de 8 Hz, ambas de igual amplitud.

lo que la corriente resultante, suma de ambas, no tendrá aquí el valor máximo positivo. A medida que avanza el tiempo, el desfase entre ambas corrientes se va haciendo más acusado hasta alcanzar el valor máximo en el instante t_3 , donde ambas corrientes son de igual amplitud y fases opuestas; la corriente resultante I_T es aquí nula. Esto se produce justo en el tiempo 0,5 s, cuando se han producido 4,5 Hz de la corriente I_1 y 4 Hz de la I_2 . A partir de este instante los desfases se van reduciendo y, como consecuencia, aumenta nuevamente, y de forma progresiva, la amplitud de la onda resultante I_T . Al cabo de 1 s (instante t_4), la corriente I_1 completa sus nueve ciclos y la I_2 sus ocho ciclos, volviendo a iniciarse el proceso. La corriente I_T alcanza así, en cada segundo, un valor máximo y valores intermedios que van bajando de valor hasta alcanzar el valor cero. El resultado es una variación continua de la amplitud de la onda resultante. El fenómeno descrito recibe el nombre de *heterodinaje* o *batido*.

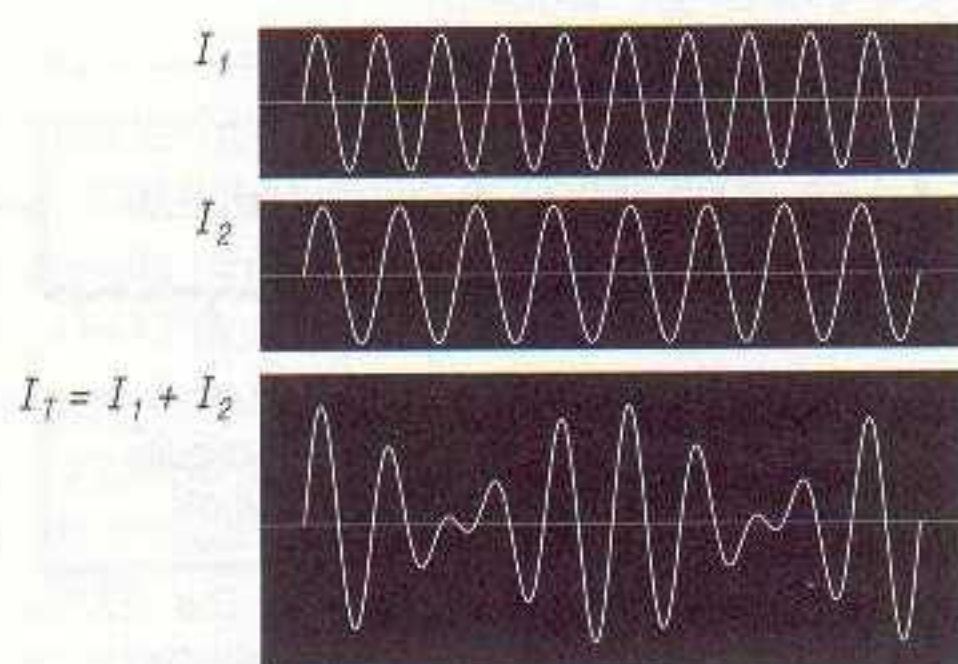
Las dos corrientes I_1 e I_2 del ejemplo que acabamos de exponer tienen una frecuencia de 9 Hz y 8 Hz respectivamente y la frecuencia con la que varía la amplitud de la corriente resultante es de 1 Hz, es decir, una frecuencia f_T igual a la diferencia de frecuencias de las dos corrientes de origen:

$$f_T = f_1 - f_2$$

Esta fórmula es general, sean cuales sean los valores de f_1 y f_2 utilizados, por lo que se puede afirmar que la mezcla de dos ondas senoidales de distinta frecuencia da como resultado una onda cuya amplitud varía periódicamente con una frecuencia igual a la diferencia de frecuencia de las dos ondas componentes. La frecuencia resultante recibe el nombre de *frecuencia heterodina* o *frecuencia de batido*.

En la figura 5.6 se puede ver el resultado de la mezcla de dos señales de igual amplitud y frecuencias $f_1 = 10$ Hz y $f_2 = 8$ Hz. Según lo expuesto anteriormente, la frecuencia de batido es de 2 Hz.

Los ejemplos citados están hechos con frecuencias bajas para facilitar la lectura de las ilustraciones. En la práctica se trabaja con frecuencias mucho más altas. Así, el batido entre una

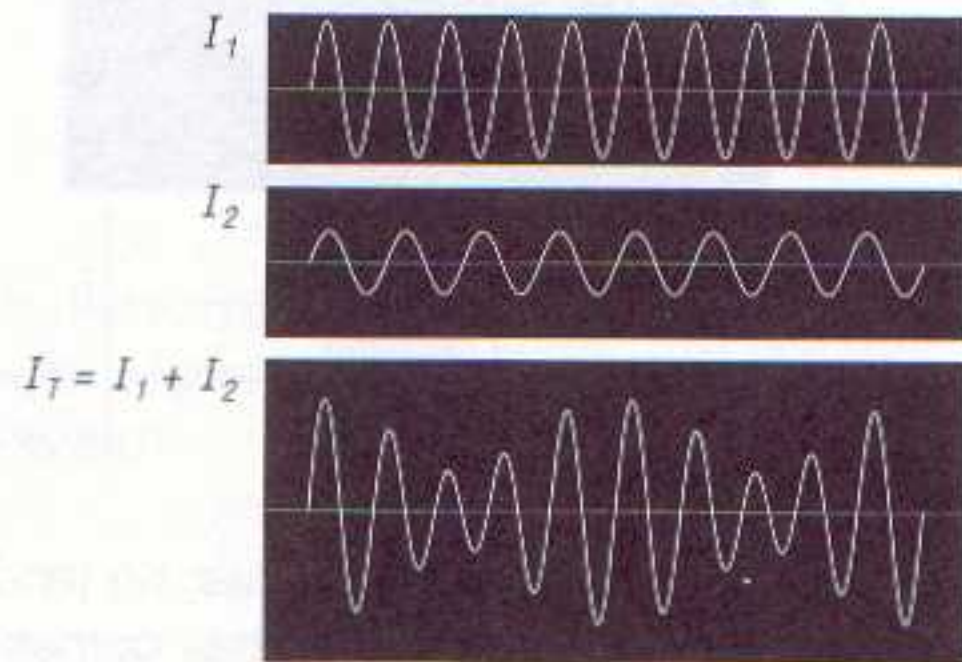


5.6 Resultado del heterodinaje de dos señales de igual amplitud y de frecuencias de 10 y 8 Hz respectivamente.

onda de 1.100 kHz y otra de 630 kHz da lugar a una onda cuya amplitud varía con una frecuencia de:

$$f_B = f_1 - f_2 = 1.100 \text{ kHz} - 630 \text{ kHz} = 470 \text{ kHz}$$

Este valor de 470 kHz es el de la frecuencia de batido o frecuencia heterodina.



5.7 Resultado del heterodinaje de dos señales de distinta amplitud y de frecuencias de 10 y 8 Hz respectivamente.

Si una de las dos señales que se mezclan tiene mayor amplitud que la otra, la amplitud de la onda resultante no llega nunca a cero, ya que en los instantes de oposición de fase las amplitudes no se anulan por completo (figura 5.7). Realmente, en un circuito mezclador de frecuencias distintas se obtienen siempre dos frecuencias: una *suma* y otra *resta* de las frecuencias mezcladas. No obstante, en los circuitos mezcladores se aprovecha la frecuencia *diferencia*, por ser ésta de valor más bajo y, como consecuencia, ser más fácil de tratar en los circuitos que le sigan.

PARTES CONSTITUYENTES DE UN CIRCUITO CONVERSOR

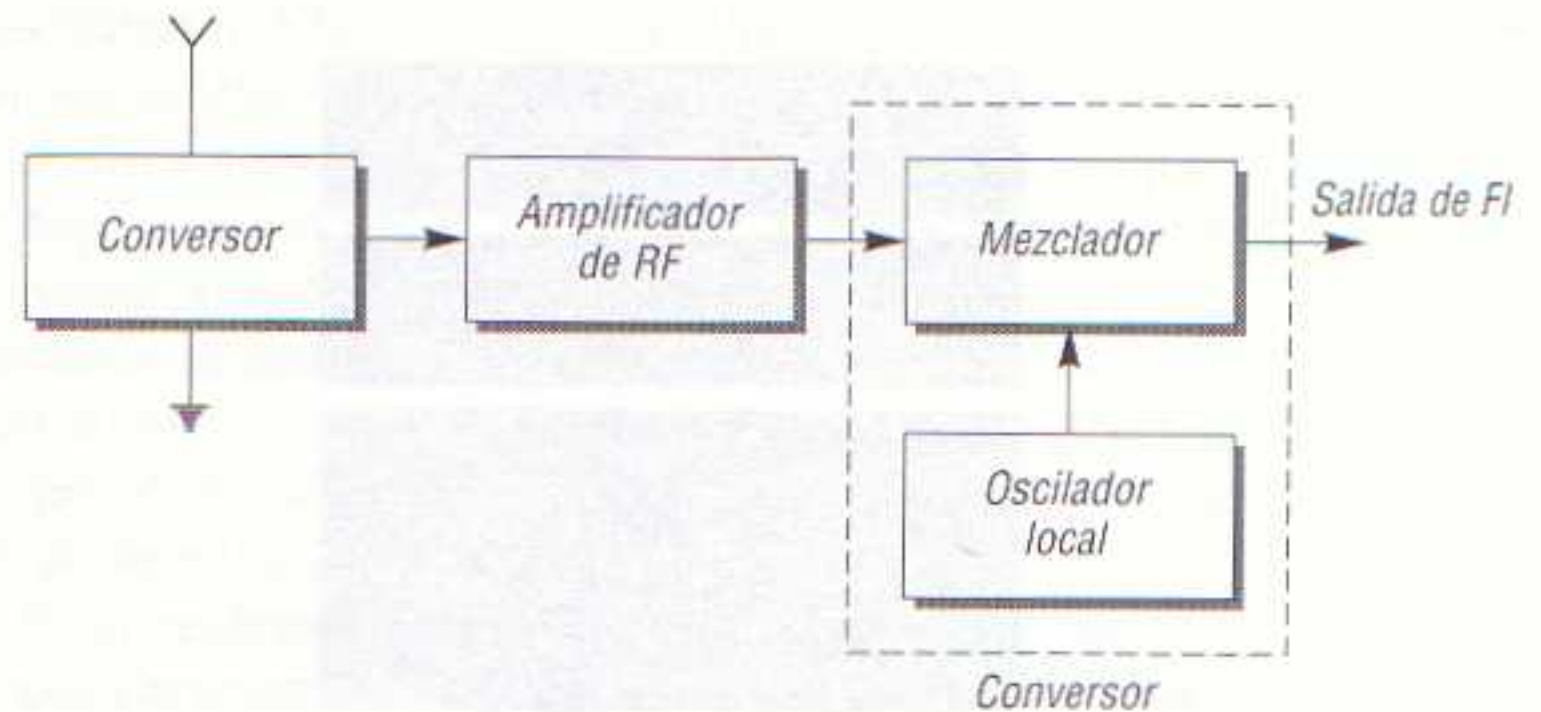
El circuito conversor consta de dos partes:

- Oscilador de RF.
- Mezclador.

Además, se precisa de una etapa sintonizadora de la frecuencia portadora de la emisora que se desea recibir, la cual consta de una etapa de sintonía y una etapa amplificadora de RF (figura 5.8).

El oscilador de RF debe tener la particularidad de poder cambiar su frecuencia de oscilación de acuerdo con la señal de la frecuencia portadora de la emisora, de forma que la diferencia entre ambas frecuencias sea siempre de un valor fijo (frecuencia intermedia).

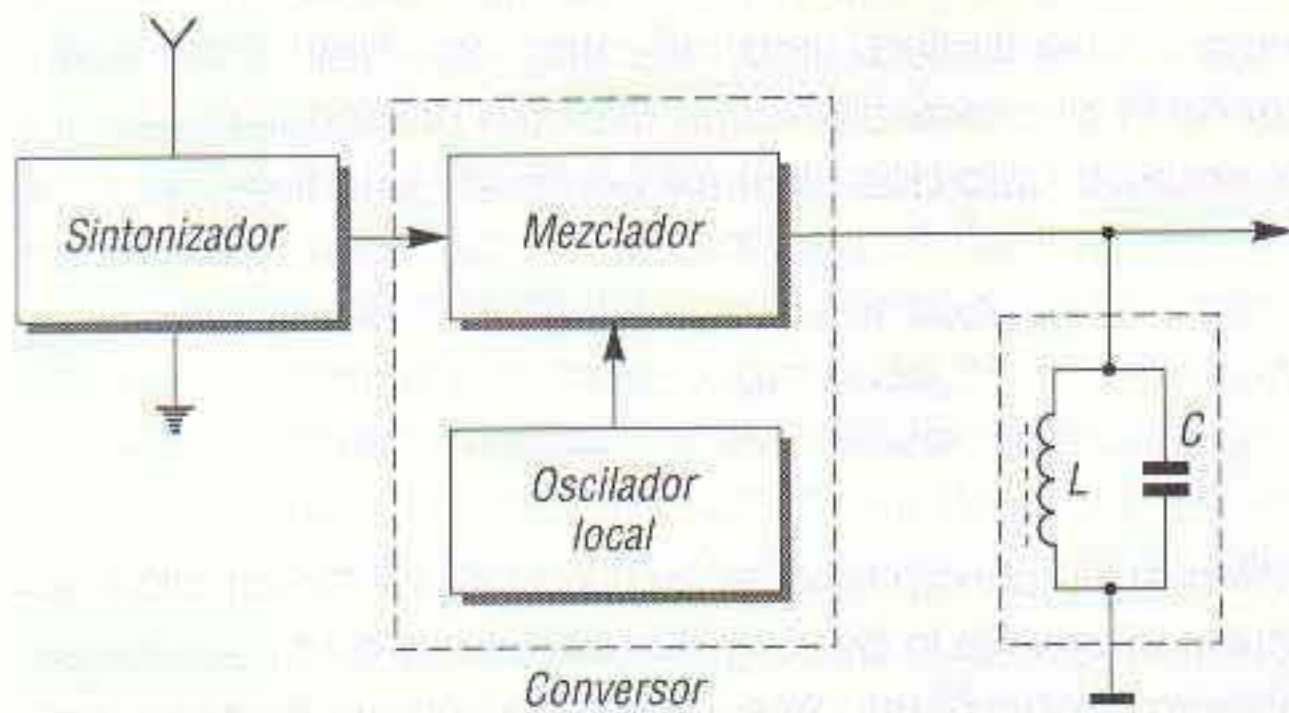
En el mezclador se suman y restan las frecuencias de las dos señales antes citadas, es decir, la de la portadora de la emisora con la del oscilador local de RF, obteniéndose en la salida de esta etapa la FI.



5.8 Partes constituyentes de un conversor y etapas que le preceden.

FILTRO DE FI

Si f_0 es la frecuencia del oscilador local y f_1 la frecuencia de la portadora sintonizada, al efectuar el heterodinaje se obtiene una señal resultante de valor $f_0 - f_1$. No obstante, la antena también capta otras frecuencias portadoras f_2, f_3, f_4 , etc., cada una de ellas también productora de un batido con la frecuencia del oscilador local f_0 , por lo que en estas condiciones el receptor carece de selectividad. Para evitar este inconveniente, se dispone a la salida del conversor un *filtro de FI* sintonizado a la frecuencia de batido que se desea utilizar, es decir, un circuito *LC* en cuyos bornes sólo aparece la señal de FI, derivándose a masa todas las demás. Este filtro se dispone siempre a la salida del conversor (figura 5.9).



5.9 A la salida del conversor se debe disponer un filtro sintonizado al valor de la FI obtenida del conversor.

Así, supóngase que una antena capta tres señales, una f_1 de 700 kHz, otra f_2 de 800 kHz y una tercera f_3 de 900 kHz y que el oscilador local genera una señal f_0 de 1.170 kHz. Las frecuencias de batido serán:

$$\begin{aligned} f_0 - f_1 &= 1.170 \text{ kHz} - 700 \text{ kHz} = 470 \text{ kHz} \\ f_0 - f_2 &= 1.170 \text{ kHz} - 800 \text{ kHz} = 370 \text{ kHz} \\ f_0 - f_3 &= 1.170 \text{ kHz} - 900 \text{ kHz} = 270 \text{ kHz} \end{aligned}$$

Si el filtro de FI ha sido sintonizado a 470 kHz, entre sus bornes sólo aparece la señal de este valor, puesto que las otras dos señales son cortocircuitadas a masa. De esta forma se consigue mejorar la selectividad del circuito.

Además, este circuito presenta otra ventaja: si se desea seleccionar otra emisora, por ejemplo la que emite con 800 kHz, no es preciso variar la sintonía del filtro de FI a fin de ajustarlo a 370 kHz, sino que basta con hacer variar la frecuencia del oscilador local de forma que proporcione una frecuencia de 1.270 kHz. Efectivamente, al ser la frecuencia del oscilador local de 1.270 kHz, las frecuencias de batido pasan a ser de:

$$\begin{aligned} f_0 - f_1 &= 1.270 \text{ kHz} - 700 \text{ kHz} = 570 \text{ kHz} \\ f_0 - f_2 &= 1.270 \text{ kHz} - 800 \text{ kHz} = 470 \text{ kHz} \\ f_0 - f_3 &= 1.270 \text{ kHz} - 900 \text{ kHz} = 370 \text{ kHz} \end{aligned}$$

La FI de 470 kHz, que es la frecuencia sintonizada en el filtro de FI, es ahora el resultado del heterodinaje de 1.270 kHz con los 800 kHz de la emisora seleccionada. En resumen, sin manipular para nada el ajuste del circuito *LC* se puede seleccionar cualquier emisora y, por lo tanto, el condensador del filtro de FI puede ser de valor fijo.

Los mismos razonamientos son válidos para cualquier frecuencia portadora, por lo que la frecuencia sintonizada a la salida de la etapa conversora será siempre de 470 kHz, variando sólo la frecuencia del oscilador local según la frecuencia de la portadora que se desea recibir.

El filtro de FI, sin embargo, no es suficiente para proporcionar selectividad al receptor. De hecho, las disposiciones oficiales vigentes establecen que la diferencia entre portadoras de emisoras

que radian en AM sea de 10 kHz como mínimo. Como consecuencia, es posible que dos emisoras emitan con frecuencias portadoras que sólo se diferencian en esos 10 kHz, por ejemplo 800 y 810 kHz. Para seleccionar la frecuencia de 800 kHz (suponiendo que el filtro de FI esté sintonizado a 470 kHz), el oscilador local debe generar una señal de 1.270 kHz. Ahora bien, la señal de 810 kHz también se mezclaría con la de 1.270 kHz, dando lugar a una frecuencia intermedia de 460 kHz, la cual está demasiado próxima a la frecuencia de resonancia del filtro de FI y, por lo tanto, no es eliminada de manera efectiva.

Para mejorar la selectividad basta con disponer, después del paso conversor, varias etapas amplificadoras de RF selectivas, es decir, etapas amplificadoras con filtros de FI. Todas estas etapas amplificadoras de FI tienen, en el caso del receptor superheterodino, la ventaja adicional de estar sintonizadas a una frecuencia relativamente baja (alrededor de 470 kHz) y, además, constante, con lo cual no sólo se logra una elevada ganancia y selectividad, sino, además, una gran estabilidad.

El estudio de estas etapas amplificadoras de FI se desarrolla en un capítulo posterior, por lo que de momento quedan citadas sólo a título informativo para que el lector comprenda la finalidad de la etapa conversora.

OSCILADOR LOCAL

Existen muchos tipos de osciladores que se diferencian principalmente en el tipo de realimentación que utilizan y en el tipo de forma de onda que proporcionan. En lo que sigue se estudian sólo aquellos osciladores senoidales que se utilizan en las etapas conversoras de los receptores superheterodinos.

En los receptores de radio el oscilador local debe proporcionar una onda senoidal de RF. Una onda de esta forma puede ser producida por dos clases de osciladores:

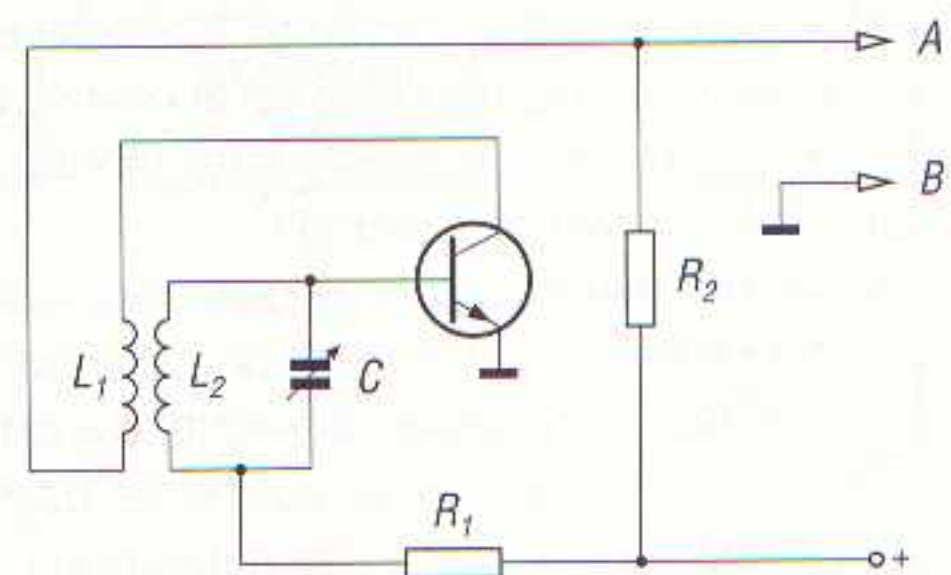
- El *circuito oscilador sintonizado*.
- El *oscilador de cristal*.

Los circuitos osciladores sintonizados pueden ser, a su vez, de dos clases según la forma de realimentar la energía al circuito oscilante: realimentación por medios inductivos o realimentación por medios capacitivos (osciladores *Hartley* y *Colpitts*).

Los osciladores de circuito sintonizado poseen dos características:

- Un circuito *LC* sintonizado forma la red de realimentación y establece el valor de la frecuencia generada en el oscilador.
- La energía perdida se repone en el circuito sintonizado. El intercambio continuado de energía entre inductancia y la capacidad produce las oscilaciones.

La figura 5.10 es el esquema de un oscilador de circuito sintonizado. Su funcionamiento es como sigue: al conectar el circuito a la fuente de alimentación, circula una corriente oscilante a través del circuito L_2C . Esta corriente se amortiguaría si no se realimenta el circuito oscilante con energía externa. Para ello, las oscilaciones se aplican a la base del transistor, el cual pasa a conducir. Como consecuencia, circula una corriente de colector por la bobina L_1 , pues está en serie con él. El paso



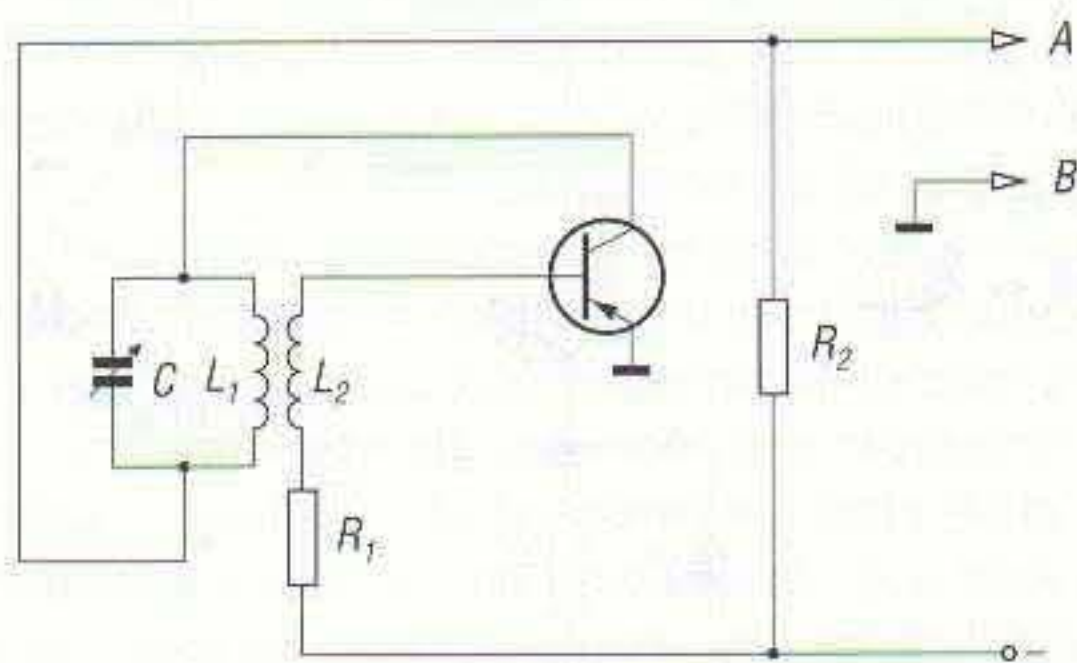
5.10 Etapa osciladora de un oscilador de circuito sintonizado.

de corriente por L_1 crea un campo magnético que induce, en L_2 , una tensión eléctrica, de tal forma que parte de la energía es realimentada al circuito sintonizado. La inductancia L_2 está conectada de forma que la tensión generada en sus bornes haga más positiva la base del transistor NPN, lo que ocasiona un aumento adicional de la corriente de colector. El aumento de corriente de colector hace que el campo magnético en L_1 siga creciendo, induciendo mayor tensión en L_2 .

Este proceso continúa hasta que el transistor alcanza su saturación, es decir, hasta que la corriente de colector deja de aumentar. Al detenerse el aumento de corriente de colector, el campo magnético creado L_1 ya no aumenta y, por tanto, se induce una tensión inversa en L_2 . Esto ocasiona que la base del transistor se haga más negativa, disminuyendo con ello la corriente de colector. La disminución de la corriente de colector hace que el campo magnético disminuya aún más en L_1 , aumentando con ello la tensión inversa que L_2 aplica al transistor, hasta que éste alcanza el punto de corte. En ese momento se carga el condensador y, como ya no se induce más tensión en L_2 , el condensador empieza a descargarse, permitiendo que continúe la acción osciladora del circuito oscilante. El resultado es que la tensión de base empieza a hacerse más positiva, hasta que el transistor inicia la conducción y el ciclo se repite.

La frecuencia a la cual el transistor pasa del estado de bloqueo al de saturación viene determinada por la frecuencia de resonancia del circuito oscilante L_2C . De esta forma, si el condensador C es variable, puede ajustarse la frecuencia de oscilación al valor que se necesite.

En el esquema de la figura 5.10 se tiene un circuito oscilante L_2C , un amplificador (transistor montado en emisor común) y un lazo de realimentación formado por L_1 . La energía es suministrada al circuito oscilante procedente del colector del transistor y mediante la bobina L_1 . Este circuito recibe por ello el nombre de *realimentación positiva*, siendo la energía de la fuente de alimentación la que se utiliza para compensar las pérdidas en el circuito oscilante. Como la corriente de colector es mucho mayor que la de base, el acoplamiento de energía de la inductancia L_1 a la inductancia L_2 es suficiente para compensar todas las pérdidas y el circuito continuará oscilando ininterrumpidamente mientras permanezca conectado a la fuente de alimentación.



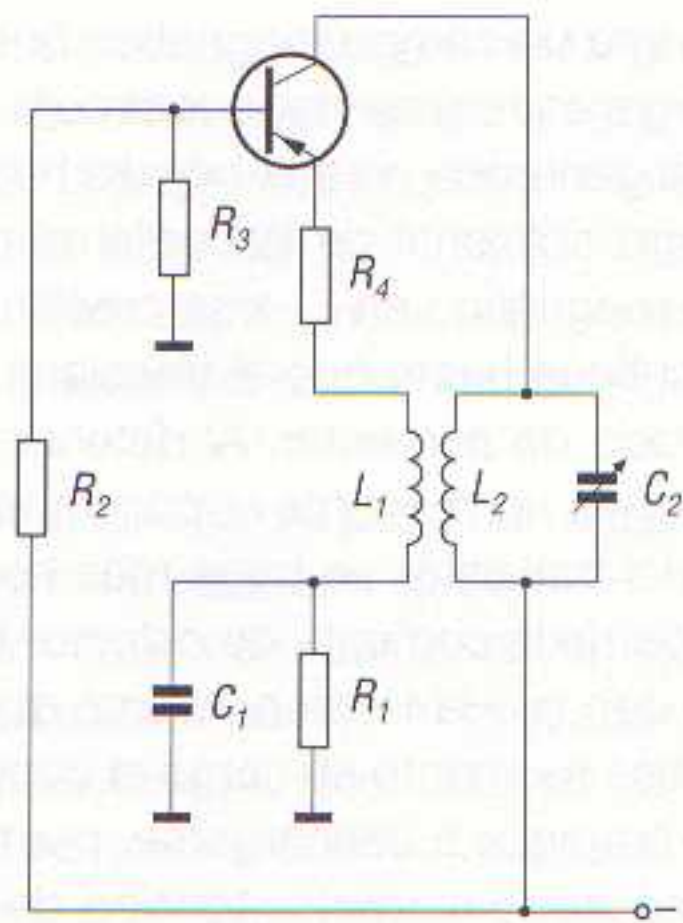
5.11 Variante de la etapa osciladora de la figura 5.10.

El esquema de la figura 5.11 corresponde a un circuito oscilador semejante al anterior. La diferencia se encuentra en la disposición del circuito oscilante, que aquí se ha dispuesto en el circuito colector, y que el transistor utilizado es un PNP y, por lo tanto, está cambiada la polaridad de la fuente de alimentación. El funcionamiento del circuito es muy similar al anteriormente descrito, pues se basa en los mismos principios. En ambos circuitos la señal senoidal se obtiene entre los puntos A y B .

La figura 5.12 es el esquema de otro oscilador local de circuito sintonizado en el cual la transferencia de energía se lleva a cabo entre el circuito de emisor y el de colector. La resistencia R_1 y el condensador C_1 proporcionan una polarización fija al emisor del transistor, mientras que las resistencias R_2 y R_3 forman un divisor de tensión para la polarización de la base.

Los osciladores descritos hasta aquí son muy sencillos y, por tanto, muy didácticos para comprender el funcionamiento de estos circuitos, pero tienen la desventaja de no ser muy estables. Como consecuencia, la frecuencia de la señal generada puede variar debido a la temperatura o cualquier otra circunstancia.

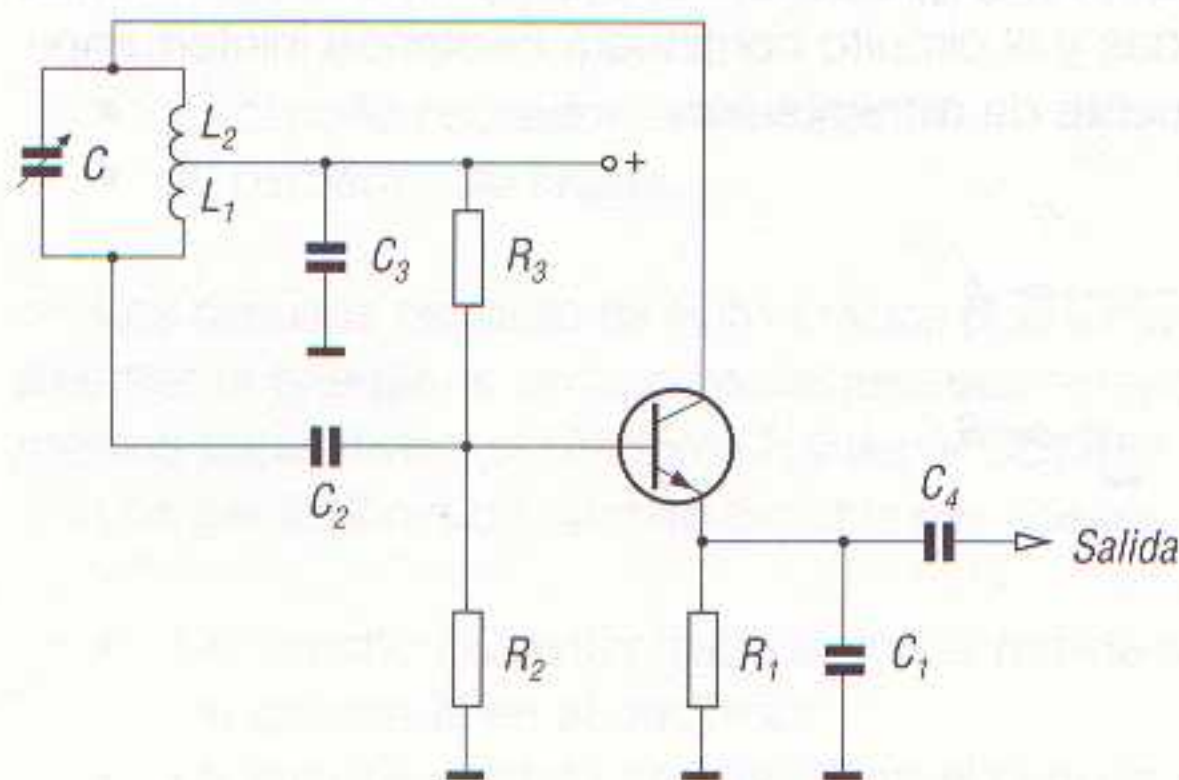
5.12 Etapa osciladora en la que la transferencia de energía se realiza por acoplamiento entre el circuito del colector y el del emisor.



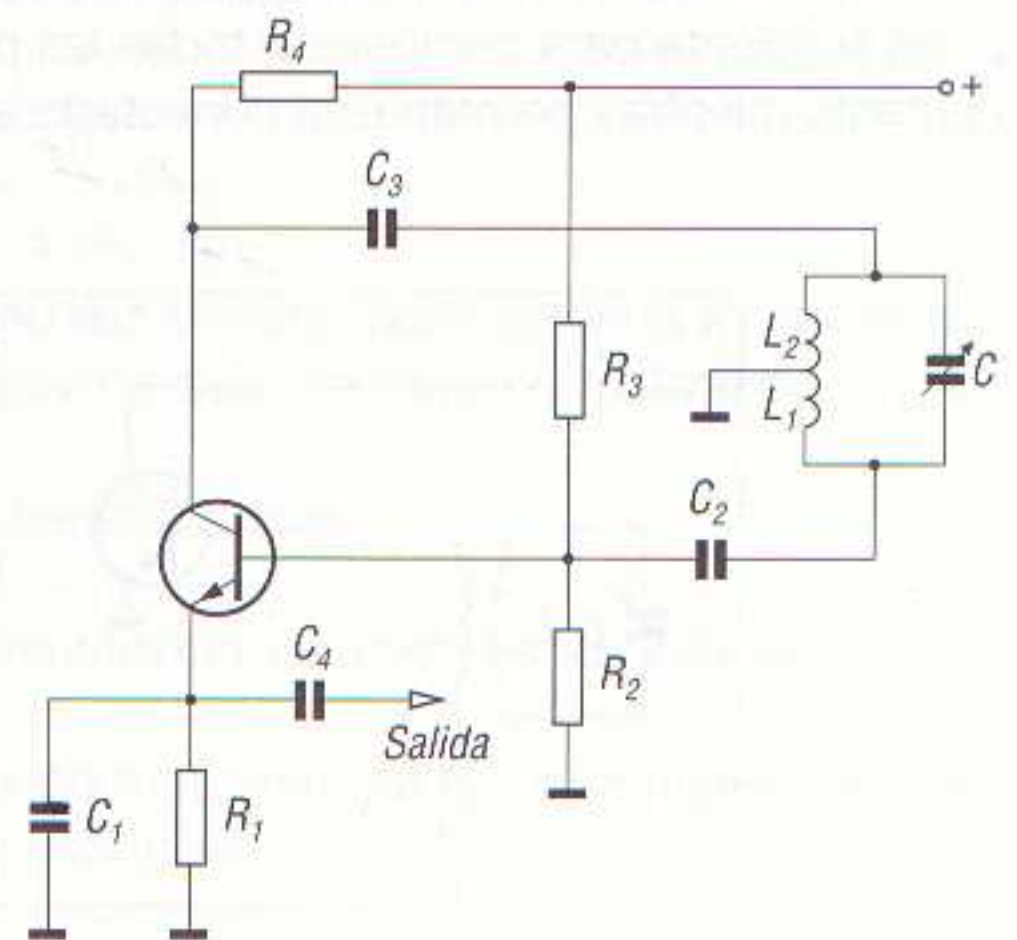
Dos tipos de osciladores de circuito sintonizado que proporcionan mejor estabilidad son el *Hartley* y el *Colpitts*. La elección de uno u otro estará sujeta a la disponibilidad de los componentes electrónicos del circuito. Tanto el oscilador Hartley como el Colpitts se utilizan como oscilador local en radioreceptores superheterodinos.

Oscilador Hartley (alimentación en serie)

El oscilador *Hartley* puede realizarse con *alimentación en serie* (figura 5.13) o con *alimentación en paralelo* (figura 5.14).



5.13 Circuito oscilador Hartley transistorizado (alimentación en serie).



5.14 Circuito oscilador Hartley transistorizado (alimentación en paralelo).

En los osciladores Hartley serie el circuito de realimentación está formado por la inductancia L_1 y el condensador C_2 conectados en serie con la alimentación V (figura 5.13). En este circuito la base se polariza mediante el divisor de tensión R_3R_2 . El conjunto R_1C_1 constituye el circuito estabilizador de emisor. La relación de espiras L_2/L_1 debe ser tal que la impedancia de cada una de ellas coincida, en lo posible, con las propias del transistor. La impedancia de L_2 es la de salida y la de L_1 la de entrada. El condensador C_2 forma parte del lazo de realimentación y evita que la tensión continua de alimentación quede aplicada directamente a la base del transistor a través de L_1 .

La frecuencia generada por este circuito depende de los valores de los componentes que forman el circuito oscilante y se calcula mediante la fórmula de Thomson:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{C(L_1 + L_2)}}$$

Para obtener un buen rendimiento y estabilidad de la amplitud de las oscilaciones, el amplificador debe trabajar en *clase C* o con una polarización cercana a ella, es decir, que el transistor se polarice de forma que quede bloqueado cuando entre base y emisor no se aplique señal alguna (paso por cero de la oscilación). No obstante, una amplificación en *clase C* provoca distorsión de la forma de onda, por lo que se requiere una polarización en *clase A* controlando la ganancia del circuito para que no se produzca la saturación del transistor. La señal de salida se obtiene en el emisor del transistor, siendo el condensador C_4 el de acoplamiento al mezclador del convertor.

El funcionamiento de un oscilador Hartley con alimentación en serie como el de la figura 5.13 es el siguiente: al aplicar tensión al circuito, se inicia una circulación de corriente a través de éste formado por *masa (negativa) - resistencia R_1 - emisor - colector - inductancia L_2 - positivo*. Como la base del transistor recibe potencial positivo con respecto al emisor, gracias al divisor de tensión formado por R_3R_2 , la corriente de colector aumenta y, por tanto, la corriente por el devanado L_2 . La corriente a través de L_2 crea un campo magnético que induce en el devanado L_1 una tensión que hace a la base aún más positiva con respecto al emisor. La corriente de colector sigue aumentando hasta que se produce la saturación del transistor. Durante el tiempo transcurrido desde que se inicia la circulación de corriente de colector hasta que se alcanza el valor máximo de ésta, se carga el condensador C . La corriente de base circula hasta que la capacidad C_2 adquiere una pequeña carga con el polo negativo del lado de la base. En el estado de saturación, la corriente de colector deja de aumentar y, por tanto, tampoco crece la corriente por el devanado L_2 dejando, como consecuencia, de inducirse tensión en L_1 . La tensión entre los terminales de L_1 baja a cero y disminuye la tensión positiva aplicada a la base.

Una disminución del potencial positivo de la base del transistor supone una disminución de la corriente de colector, puesto que se trata de un transistor NPN. Como consecuencia, el condensador C comienza a descargarse. La disminución de corriente de colector supone una disminución de la corriente a través de L_2 y, por tanto, se induce una fuerza electromotriz en L_1 cuya polaridad es ahora opuesta a la que se inducía cuando la corriente de colector aumentaba de valor. La tensión en base se hace menos positiva con respecto a la de emisor y disminuye, aún más, la corriente de colector. La tensión en L_1 ayuda a la descarga de los condensadores C_2 y C . Cuando C_2 se ha descargado por completo, se inicia de nuevo su carga, pero con polaridad opuesta.

El condensador C_2 no puede descargarse rápidamente, ya que el valor de R_2 es elevado (constante de tiempo R_2C_2 elevada). La tensión de base alcanza su punto más bajo positivo y el condensador C_2 se descarga lentamente sobre la resistencia de polarización R_2 . La corriente de base no circula durante esta parte del ciclo y el transistor queda bloqueado. Al alcanzarse este punto, la corriente de colector y, como consecuencia, la tensión inducida en L_1 descienden a cero. El condensador C inicia su descarga y la tensión de polarización de base aumenta positivamente con respecto al emisor, iniciándose así un nuevo aumento de la corriente de colector. El campo magnético aumenta en L_2 induciendo una tensión en L_1 que hace a la base más positiva y, como resultado, aumenta la corriente de colector. A partir de este instante el ciclo se repite.

Al diseñar un oscilador de este tipo, como cualquier otro que trabaje con señales de RF, deben tenerse muy presentes las frecuencias parásitas que puedan encontrarse entre los electrodos del transistor, las cuales deben atenuarse mediante filtros adecuados. Son también muy importantes las capacidades parásitas que puedan existir en el circuito, tales como las que podemos encontrar entre dos líneas paralelas del circuito o la del cable de salida, pues dan lugar a realimentaciones que distorsionan y modifican el valor de la señal generada. Estas distorsiones se evitan utilizando cables blindados con la malla conectada a masa.

Oscilador Hartley (alimentación en paralelo)

En el oscilador Hartley paralelo el circuito oscilante LC se dispone a la entrada del transistor, con la toma intermedia de la bobina conectada a masa (figura 5.14).

En este oscilador la corriente de colector no circula por el circuito oscilante (como sucede en el oscilador Hartley serie), ya que en los osciladores Hartley paralelo el circuito oscilante está conectado en paralelo entre el colector y la base del transistor. La corriente continua de alimentación no circula por el circuito oscilante LC porque el condensador C_3 se opone a su paso. Este condensador sí permite el paso hacia el circuito oscilante de la señal alterna de RF presente en

el colector del transistor, en donde una parte de la misma se realimenta nuevamente a la entrada del circuito.

La resistencia de colector R_4 puede sustituirse por una bobina de choque de RF. Esta bobina se opone al paso de la c.a. del oscilador hacia la fuente de alimentación y, sin embargo, no ofrece oposición alguna al paso de la c.c. de polarización de colector. De esta forma, se mantienen constantes las tensiones de polarización de base y colector del transistor, mejorando la estabilidad del circuito.

Al igual que en el oscilador Hartley serie, en el oscilador Hartley paralelo se deben adaptar las impedancias de salida y de entrada para obtener la máxima transferencia de energía de una a otra.

La frecuencia de oscilación depende de los valores de los componentes del circuito oscilante. La fórmula de cálculo es también la de Thomson:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{C(L_1 + L_2)}}$$

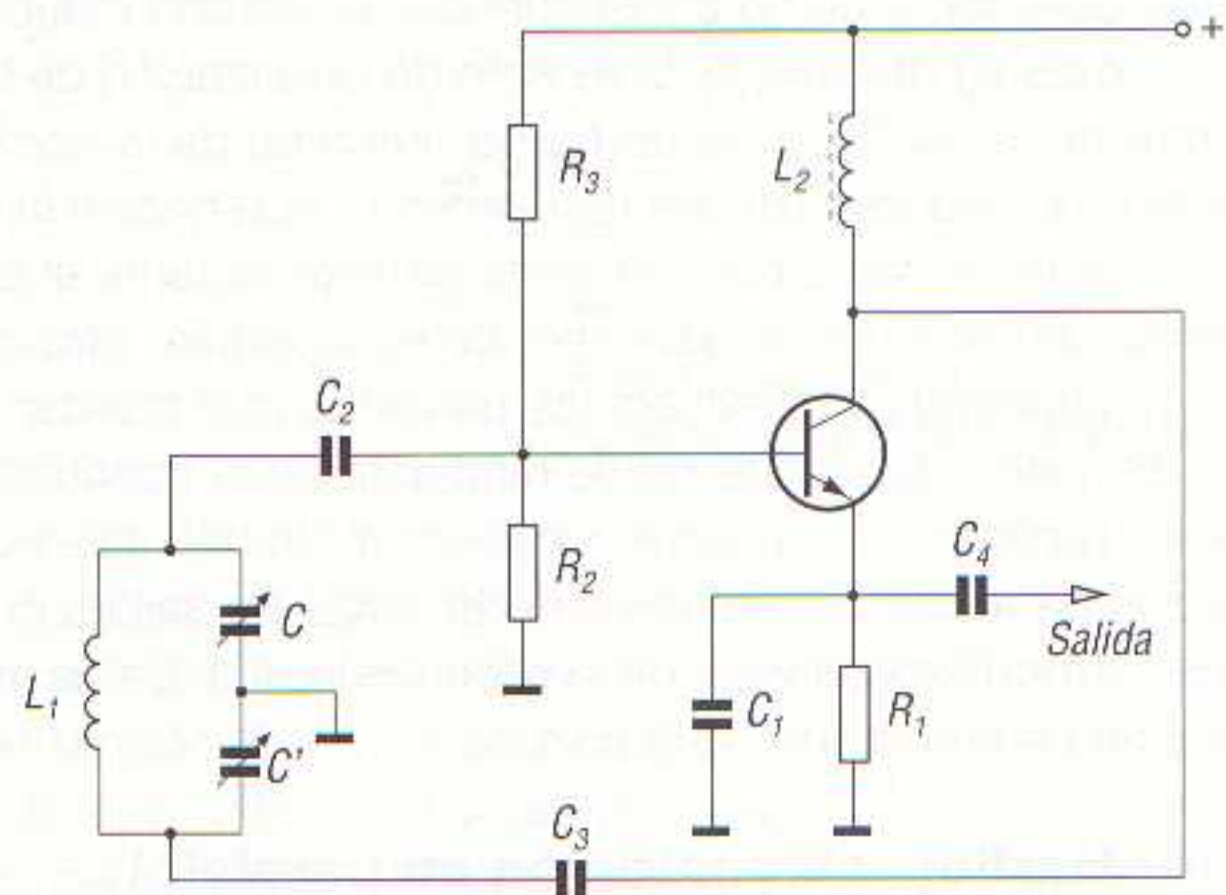
Los osciladores Hartley paralelo presentan las siguientes ventajas con respecto a los de alimentación en serie:

- 1) En el oscilador Hartley serie la corriente continua de colector circula por la inductancia L_2 , lo cual se evita en el oscilador Hartley paralelo, ya que la capacidad C_3 se opone al paso de la componente continua a través de este devanado.
- 2) A igual tensión de colector, la fuente de alimentación en el circuito oscilador Hartley serie debe tener un valor superior al alimentado en paralelo, ya que en el primero debe vencerse la caída de tensión en L_2 .

Como consecuencia, la inductancia L_2 del circuito oscilante del oscilador Hartley serie está expuesta a más averías por sobrecalentamientos y, por lo tanto, debe diseñarse con espiras de mayor sección y mejor aislamiento entre ellas.

Oscilador Colpitts

El oscilador *Colpitts* utiliza un divisor de tensión capacitivo en lugar del inductivo del oscilador Hartley (figura 5.15).



5.15 Circuito oscilador Colpitts transistorizado.

El circuito oscilante está formado por una inductancia L_1 y, en derivación con ella, un par de condensadores C y C' conectados en serie que forman el divisor de tensión capacitivo. La frecuencia de oscilación se puede cambiar modificando la inductancia L_1 o las capacidades C y/o C' . Si se actúa sobre la bobina, la frecuencia de oscilación se modifica deslizando un núcleo de ferrita dentro de la misma, ya que ello provoca un cambio en el valor inductivo del solenoide. Si se prefie-

re actuar sobre las capacidades, cosa más frecuente, basta con disponer uno o los dos condensadores, C y C' , del tipo ajustable o variable.

La frecuencia de oscilación f_0 del circuito se calcula con la fórmula de Thomson:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_1 \frac{CC'}{C+C'}}$$

donde L_1 debe indicarse en henrios y C y C' en faradios para que el resultado venga dado en hercios.

En estos osciladores una parte de la corriente del circuito oscilante se aplica a la base del transistor a través del condensador C_2 . La polarización de base se efectúa mediante las resistencias R_3 y R_2 . Estas resistencias han de proporcionar al transistor la polarización, o punto de trabajo adecuado, en función del rendimiento que se desea obtener del circuito y del porcentaje de distorsión admisible en la señal de salida. R_1 y C_1 forman el grupo estabilizador del emisor, el cual evita que cualquier cambio de temperatura haga modificar el punto de trabajo del transistor y, como consecuencia, la estabilidad de las oscilaciones. La tensión amplificada, presente en el colector del transistor, se realimenta al circuito oscilante a través del condensador C_3 . El circuito oscilante no está recorrido por corriente continua alguna debido a que los condensadores C_2 y C_3 se oponen a su paso. De los terminales de C se obtiene la tensión de reacción.

Para que las pérdidas en el circuito de reacción sean mínimas, es necesario que la relación entre las reactancias capacitivas de los condensadores C y C' sea casi igual a la relación entre la impedancia de entrada y la de salida del transistor; por lo tanto, la capacidad de C debe ser mayor que la de C' .

La bobina de choque L_2 , dispuesta en el circuito de colector (figura 5.15), se opone al paso de la c.a. hacia la fuente de alimentación.

Son varios los puntos del circuito donde se puede tomar la señal de salida, siendo los más usuales los del emisor y colector del transistor, aunque también es posible la utilización de una bobina acoplada magnéticamente a L_1 para obtener en ella, por inducción, las oscilaciones generadas. En el esquema de la figura 5.15 se efectúa la toma de la señal de RF en el emisor del transistor, mediante un condensador C_3 de acoplamiento al mezclador del conversor.

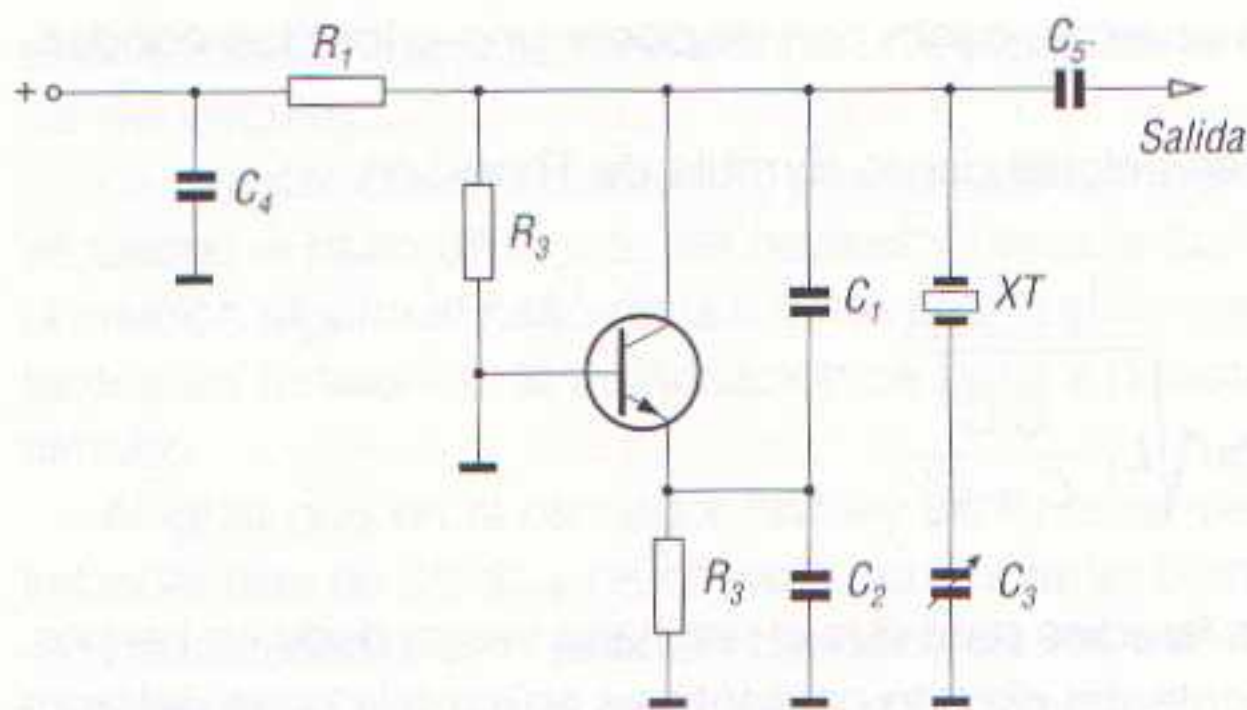
Oscilador Colpitts con cristal piezoeléctrico

La estabilidad de los osciladores de circuito sintonizado es bastante buena, pero aún puede ser afectada por la temperatura u otras causas; un circuito que presenta mejor estabilidad es el *oscilador de cristal*, que se emplea en los receptores superheterodinos de más calidad y elevado precio.

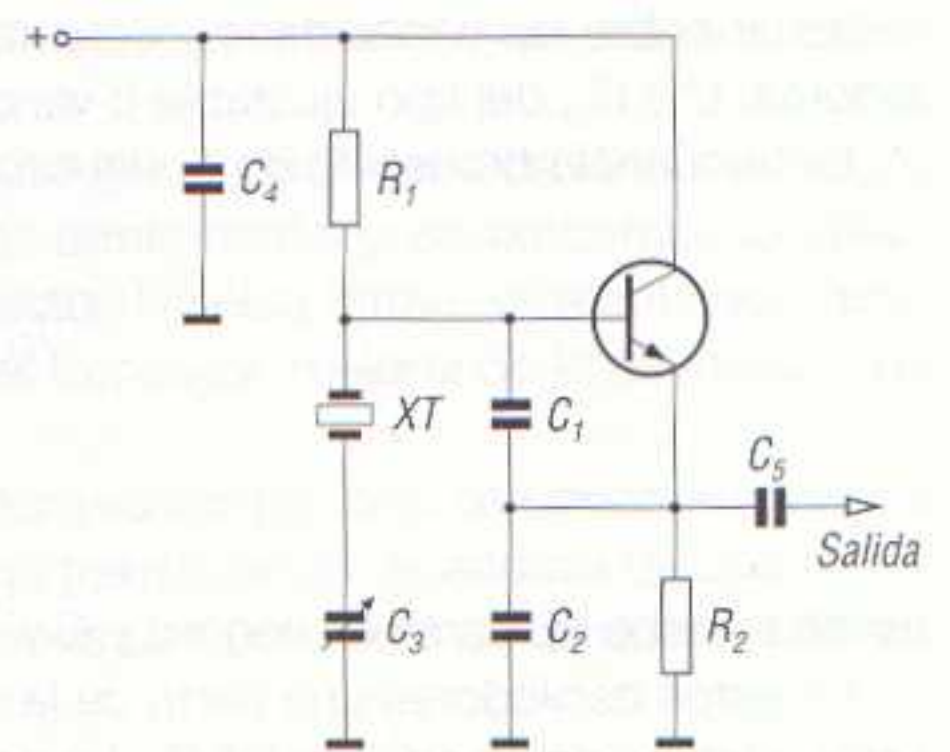
Todo cristal piezoeléctrico puede compararse a una inductancia, un condensador y una resistencia en serie; por lo tanto, puede sustituir a una inductancia en cualquiera de los circuitos osciladores expuestos, con la única condición de que el cristal disponga del espesor apropiado a la frecuencia en que deba trabajar.

Al igual que cualquier otro tipo de oscilador, los de cristal están constituidos por un sistema oscilante (en este caso un cristal piezoeléctrico), una etapa amplificadora y una realimentación.

En las figuras 5.16 y 5.17 se han dibujado los esquemas de un par de osciladores Colpitts controlados por cristal, los cuales utilizan un transistor NPN como amplificador. El oscilador Colpitts de la figura 5.16 lleva a cabo su realimentación directamente desde el colector al circuito oscilante sin pasar por ninguna resistencia. Esto es consecuencia de la forma de polarizar al transistor, ya que éste está estabilizado por contrarreactión de tensión en vez de estar polarizado por divisor de tensión. En lo que respecta a los componentes, diremos que el transistor, al igual que en los demás osciladores, puede ser cualquiera del tipo NPN para RF. El condensador C_3 permite el ajuste de la frecuencia de resonancia y su capacidad es de unos 100 pF. En lo que respecta a los condensadores C_1 y C_2 (divisor de tensión capacitivo), sus capacidades dependen del nivel de realimentación y tienen unos valores de 1,5 nF para C_1 y de 330 pF para C_2 . La señal de salida se obtiene, en este circuito, desde el colector del transistor y se aplica a la etapa siguiente mediante el condensador de



5.16 Circuito oscilador Colpitts con cristal piezoeléctrico y realimentación directa desde el colector al circuito oscilante.

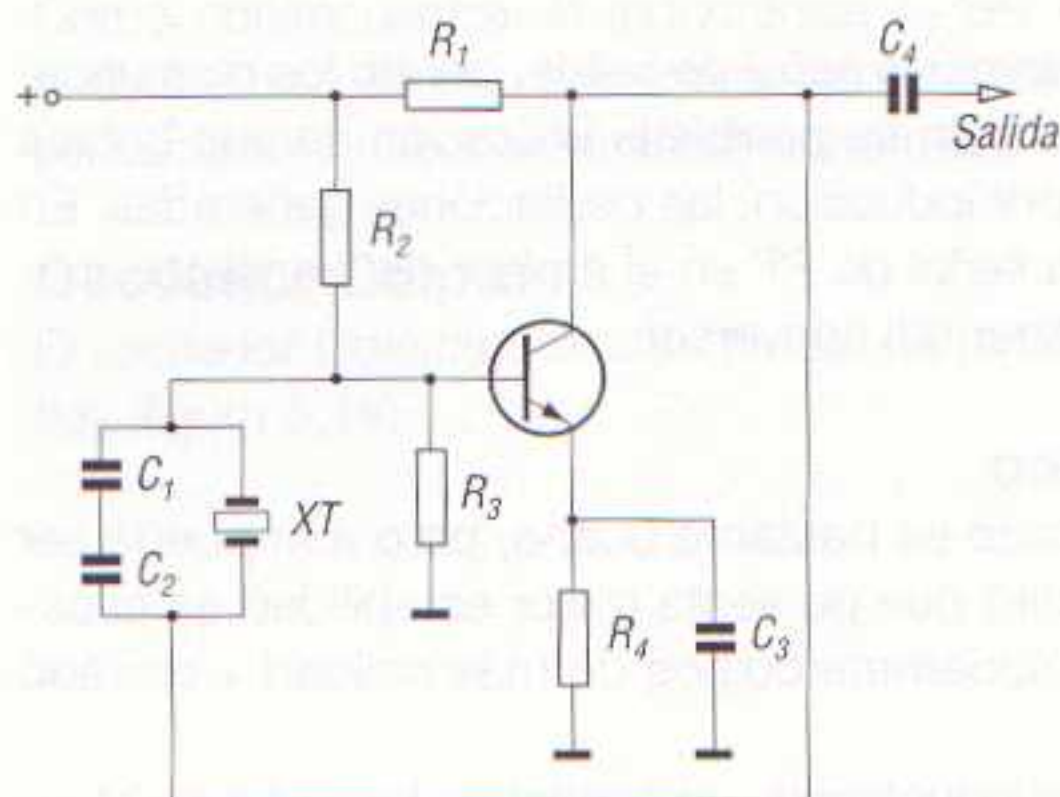


5.17 Circuito oscilador Colpitts con cristal piezoeléctrico capaz de generar señales de RF comprendidas entre 1 y 15 MHz.

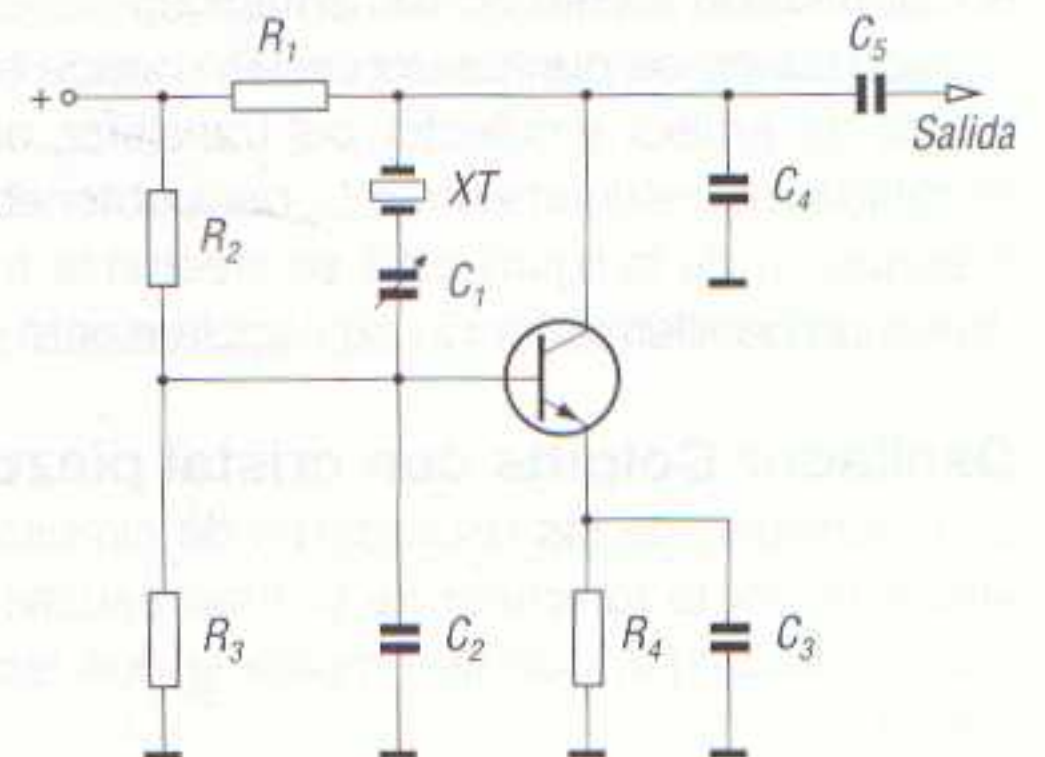
acoplamiento C_5 . El oscilador de la figura 5.17 es muy popular, siendo capaz de generar frecuencias comprendidas entre 1 y 15 MHz.

Oscilador Pierce con cristal piezoeléctrico

Las figuras 5.18 y 5.19 corresponden a dos osciladores *Pierce* con cristal de cuarzo. Se trata de un circuito muy similar al Colpitts; la única diferencia entre ellos es la sustitución de la bobina por un cristal piezoeléctrico.



5.18 Circuito oscilador Pierce con cristal piezoeléctrico en el que la señal de reacción desde el colector a la base se hace pasar por el circuito oscilante.



5.19 Variante del circuito oscilador Pierce con cristal piezoeléctrico en el que se conecta un condensador variable en serie con el cristal.

En el circuito de la figura 5.18 la señal de reacción se toma del colector del transistor y se aplica a la base a través de las capacidades C_1 y C_2 y del cristal, en derivación con ellas. Por tanto, el cristal piezoeléctrico XT se conecta entre colector y base del transistor. La característica esencial de este circuito estriba en no necesitar ningún circuito resonante LC . Los condensadores C_1 y C_2 forman un divisor de tensión capacitivo, razón por la cual se considera el circuito similar al oscilador Colpitts. Dicho divisor de tensión capacitivo C_1C_2 determina el nivel de señal de realimentación a la base del transistor, mientras que el cristal piezoeléctrico fija la frecuencia de resonancia del circuito. La adaptación de impedancias y la inversión de fase se consigue gracias a la relación de capacidades. El condensador de C_2 debe ofrecer, a la frecuencia de resonancia, una reactancia aproximadamente igual a la de entrada del circuito. Para variar la frecuencia de oscilación basta con

sustituir C_1 o C_2 , o ambos condensadores a la vez, por unos variables. El circuito de la figura 5.18 se puede mejorar disponiendo un condensador en serie con el cristal. Las resistencias R_1 , R_2 y R_3 son las de polarización del transistor.

El esquema de la figura 5.19 es otro oscilador de cristal tipo Pierce, cuya principal característica es la de proporcionar una señal de salida bastante alta con una buena estabilidad. La salida debe aplicarse a una impedancia no inferior a 600Ω . La principal diferencia de este circuito con respecto al de la figura 5.18 se encuentra en la forma de conectar el cristal, que aquí también es entre el colector y la base del transistor pero a través del condensador variable C_1 . El divisor de tensión capacitivo está formado por los condensadores C_1 y C_2 . El oscilador Pierce de la figura 5.19 es capaz de generar frecuencias comprendidas entre 2 y 20 MHz.

OBTENCIÓN DE LA FRECUENCIA ADECUADA DEL OSCILADOR LOCAL

Para que la FI tenga un valor constante, sea cual sea la frecuencia de la portadora sintonizada, es imprescindible que la frecuencia del oscilador local se pueda modificar de acuerdo con la frecuencia portadora sintonizada, de forma que la resta de ambas proporcione siempre el mismo valor de FI. Para lograr esto, en los receptores superheterodinos con etapa osciladora de circuito sintonizado, se recurre a un *tándem*, es decir, a un doble condensador variable con eje único. Uno de los condensadores variables se utiliza para la sintonización de la emisora que se desea recibir, y el otro, para variar la frecuencia generada por el oscilador local. Indudablemente, al tener un eje de arrastre común, al sintonizar una emisora también se hace variar la frecuencia del oscilador local.

No obstante, surgen algunos problemas que se exponen a continuación. El principal problema que se presenta es que si la frecuencia del oscilador local no es la adecuada, en cada posición en que se sitúe el mando del condensador variable del oscilador local el receptor capta con toda perfección dos emisoras. En efecto, supóngase un receptor cuya FI se ha fijado en 100 kHz y está preparado para recibir la banda de onda media en AM. En estas condiciones, si a la antena llega una señal de una emisora cuya portadora es de 900 kHz, la frecuencia del oscilador local deberá ser de 800 kHz, con lo cual se obtiene la FI citada de 100 kHz:

$$f_1 - f_0 = 900 \text{ kHz} - 800 \text{ kHz} = 100 \text{ kHz}$$

Ahora bien, si a la antena llega también una señal de otra emisora cuya portadora sea de 700 kHz, esta señal también se mezcla con la del oscilador local, con lo que se obtiene una FI de:

$$f_0 - f_2 = 800 \text{ kHz} - 700 \text{ kHz} = 100 \text{ kHz}$$

La emisora de 700 kHz se recibe, por tanto, en iguales condiciones que la de 900 kHz y ambas se mezclan en el altavoz.

De lo expuesto se deduce que para la frecuencia f_0 generada por el oscilador local existen dos señales que pueden ser sintonizadas por el receptor: una cuya frecuencia f_1 es igual a la del oscilador *más* la FI y otra, f_2 , que es igual a la del oscilador local *menos* la FI. En este caso se dice que una frecuencia es *imagen* de la otra.

Para solucionar este inconveniente se adoptan diversas precauciones, de forma que el problema se elimine o, al menos, se reduzca al mínimo. Las precauciones que deben adoptarse son dos. La primera consiste en disponer un circuito de sintonía que presente buenas características de selectividad, es decir, que derive a masa todas aquellas señales que no tengan la frecuencia de la señal que se desea recibir. Esta precaución no es, sin embargo, suficiente, ya que un circuito resonante paralelo presenta una gran impedancia a la frecuencia de la señal sintonizada, pero no representa un cortocircuito total a todas las demás frecuencias y menos si son dos frecuencias de valores próximos. Siguiendo el ejemplo anterior, si la emisora que se desea recibir es la de 900 kHz, esta señal pasará hacia el mezclador, pero también lo hará, aunque mucho más atenuada, la de 700 kHz. Si a esto se añade que puede darse el caso (y debe contarse con él) de que la emisora de 900 kHz esté más alejada del receptor, o que tenga menos potencia, se tiene que ambas señales pueden llegar

a la etapa mezcladora con similar amplitud y, por tanto, ambas serían amplificadas por igual y se mezclarían en el altavoz.

La segunda precaución que debe tomarse para evitar interferencias entre emisoras es la de efectuar una elección adecuada de la FI. Dicha frecuencia suele ser de unos 450 a 470 kHz, valores éstos muy utilizados en los receptores superheterodinos comerciales para AM. Efectivamente, considerando la gama de OM comprendida entre 520 y 1.600 kHz y eligiendo una FI de 455 kHz, la frecuencia del oscilador local, para sintonizar una frecuencia de 900 kHz, deberá ser de:

$$f_o = f_1 + FI = 900 \text{ kHz} + 455 \text{ kHz} = 1.355 \text{ kHz}$$

Para producir esa misma FI de 455 kHz, con el oscilador local trabajando a 1.355 kHz, sería necesario que la frecuencia de una segunda emisora fuese de:

$$f_2 = f_o + FI = 1.355 \text{ kHz} + 455 \text{ kHz} = 1.810 \text{ kHz}$$

la cual está fuera de la gama de OM (muy alejada de la frecuencia sintonizada de 900 kHz) y, por lo tanto, imposible que aparezca en el altavoz del receptor. En resumen, con una FI de 455 kHz se evita el problema planteado.

Con la premisa de que la FI ha de tener un valor adecuado que no se puede elegir arbitrariamente, se presenta ahora una segunda decisión a tomar, puesto que el oscilador local puede trabajar a una frecuencia de 455 kHz más baja que la frecuencia que se sintonice o a una frecuencia 455 kHz más alta. En ambos casos no existe duda que durante el heterodinaje la FI resultante es de 455 kHz. Sin embargo, se presentan problemas de diseño, tal y como se expone a continuación.

En el caso de utilizar un oscilador local cuya frecuencia de oscilación sea más baja que la de la frecuencia de sintonía, y en el caso de la OM, ello supone que el oscilador ha de ser capaz de proporcionar toda una gama de frecuencias comprendida entre:

$$f_{o \text{ min}} = 520 \text{ kHz} - 455 \text{ kHz} = 65 \text{ kHz}$$

y

$$f_{o \text{ máx}} = 1.600 \text{ kHz} - 455 \text{ kHz} = 1.145 \text{ kHz}$$

Dividiendo el valor de la frecuencia más alta por el de la frecuencia más baja, se halla una relación de frecuencias:

$$\frac{f_{o \text{ máx}}}{f_{o \text{ min}}} = \frac{1.145 \text{ kHz}}{65 \text{ kHz}} = 17,62$$

En el caso de que la frecuencia proporcionada por el oscilador esté 455 kHz por encima de la frecuencia sintonizada, los valores de frecuencia mínima y máxima del oscilador serán:

$$\begin{aligned} f_{o \text{ min}} &= 520 \text{ kHz} + 455 \text{ kHz} = 975 \text{ kHz} \\ f_{o \text{ máx}} &= 1.600 \text{ kHz} + 455 \text{ kHz} = 2.055 \text{ kHz} \end{aligned}$$

y la relación entre ellas será ahora de:

$$\frac{f_{o \text{ máx}}}{f_{o \text{ min}}} = \frac{2.055 \text{ kHz}}{975 \text{ kHz}} = 2,11$$

Es decir, en este segundo caso el valor de la frecuencia máxima es de tan sólo 2,11 veces superior al de la frecuencia mínima.

Desde el punto de vista del diseño de una etapa de sintonía, es más fácil obtener una relación de capacidad del condensador variable de 2,11 entre el valor máximo y el mínimo que de 17,62 ve-

ces. De este modo, si se desea sintonizar la gama de OM, para lo cual se dispone de un circuito de sintonía compuesto por una bobina de $350 \mu\text{H}$ y un doble condensador variable (uno para la etapa de sintonía y otro para el oscilador local) cuyas capacidades varían entre 30 y 270 pF , la frecuencia más baja que puede sintonizarse será:

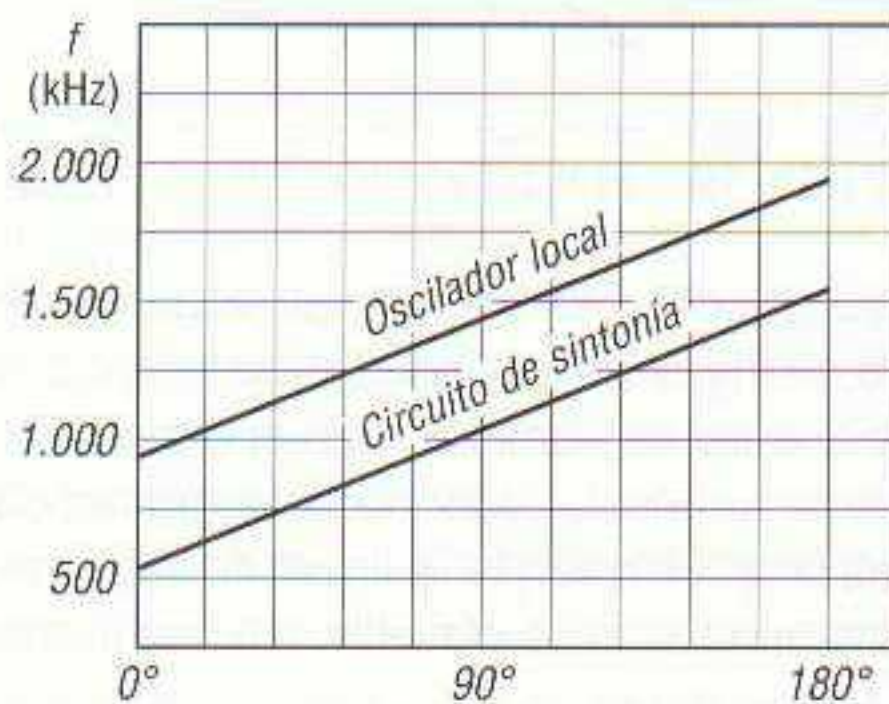
$$f_{\min} = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC_{\max}}} = \frac{1}{2 \times 3,14 \times \sqrt{350 \times 10^{-6} \text{ H} \times 270 \times 10^{-12} \text{ F}}} \approx 520 \text{ kHz}$$

y la frecuencia más alta:

$$f_{\max} = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC_{\min}}} = \frac{1}{2 \times 3,14 \times \sqrt{350 \times 10^{-6} \text{ H} \times 30 \times 10^{-12} \text{ F}}} \approx 1.553 \text{ kHz}$$

Ahora bien, en el oscilador local las condiciones son distintas, ya que en cualquier posición del mando ha de generar una frecuencia de 455 kHz por encima o por debajo de la sintonizada. Si se elige una frecuencia 455 kHz por debajo de la sintonizada, el condensador no sirve, pues con él sólo se puede conseguir que la frecuencia más alta sea unas 3 veces superior a la frecuencia más baja y en el oscilador se necesita que sea de 17,62 veces. Si se elige una frecuencia de 455 kHz por encima de la sintonizada, las cosas cambian radicalmente, puesto que en este caso, y tal como se vio en los cálculos anteriores, la frecuencia máxima del oscilador es sólo de 2,11 veces la frecuencia mínima, y ello está dentro de las posibilidades del condensador variable.

En resumen, haciendo trabajar al oscilador local a una frecuencia más alta que la de la frecuencia sintonizada, sí es posible cubrir con una sola bobina la gama comprendida entre 975 y 2.008 kHz necesarios para abarcar la gama de OM de 520 a 1.553 kHz .



5.20 Gráfico de las frecuencias de sintonía y del oscilador local en función del ángulo de giro del tándem.

En la figura 5.20 se ha dibujado el gráfico que relaciona las frecuencias del sintonizador y del oscilador local en función del ángulo de giro del tándem. En ella se observa que la separación entre frecuencias es, en todos los puntos, de 455 kHz . Sin embargo, se presenta un nuevo problema: en el gráfico de la figura 5.20 se ha puesto uniforme la separación entre las dos frecuencias, lo cual no sucede en el circuito que se está diseñando, debido a que la relación entre las frecuencias máxima y mínima del circuito de sintonía es de:

$$\frac{f_{\max}}{f_{\min}} = \frac{1.553 \text{ kHz}}{520 \text{ kHz}} = 2,99$$

y la del oscilador local de:

$$\frac{f_{O \max}}{f_{O \min}} = \frac{2.008 \text{ kHz}}{975 \text{ kHz}} = 2,06$$

En efecto, si se calcula una bobina para el oscilador local de forma que con el tándem completamente cerrado ($C_{m\acute{a}x} = 270 \text{ pF}$) se genere una señal de 975 kHz, el valor de esta bobina es de:

$$L \approx \frac{160^2}{f^2 C} = \frac{160^2}{0,975^2 \times 270 \times 10^{-12} \text{ F}} \approx 100 \text{ } \mu\text{H}$$

Con una bobina de este valor el oscilador local genera una frecuencia $f_{O \text{ m}\acute{a}x}$ de 975 kHz, es decir, 455 kHz por encima de la frecuencia m\acute{in}ima de sinton\iacute;a de 520 kHz, pero al abrir completamente los condensadores variables el circuito de antena queda sintonizado a 1.533 kHz y el del oscilador a:

$$f_{O \text{ m}\acute{a}x} = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC_{m\acute{i}n}}} = \frac{1}{2 \times 3,14 \times \sqrt{100 \times 10^{-6} \text{ H} \times 30 \times 10^{-12} \text{ F}}} \approx 2.906 \text{ kHz}$$

siendo en este caso la frecuencia diferencia (FI) con respecto a la frecuencia m\acute{a}xima sintonizable de:

$$FI = f_{O \text{ m}\acute{a}x} - f_{m\acute{a}x} = 2.906 \text{ kHz} - 1.533 \text{ kHz} = 1.353 \text{ kHz}$$

que es un valor muy superior a los 455 kHz que se pretenden.

Si se realiza el c\acute{a}lculo de la bobina osciladora partiendo de la frecuencia m\acute{a}xima ($f_{O \text{ m}\acute{a}x}$) que debe suministrar el oscilador (2.008 kHz), el valor de la bobina debe ser de:

$$L \approx \frac{160^2}{f^2 C} = \frac{160^2}{2,008^2 \times 30 \times 10^{-12} \text{ F}} \approx 212 \text{ } \mu\text{H}$$

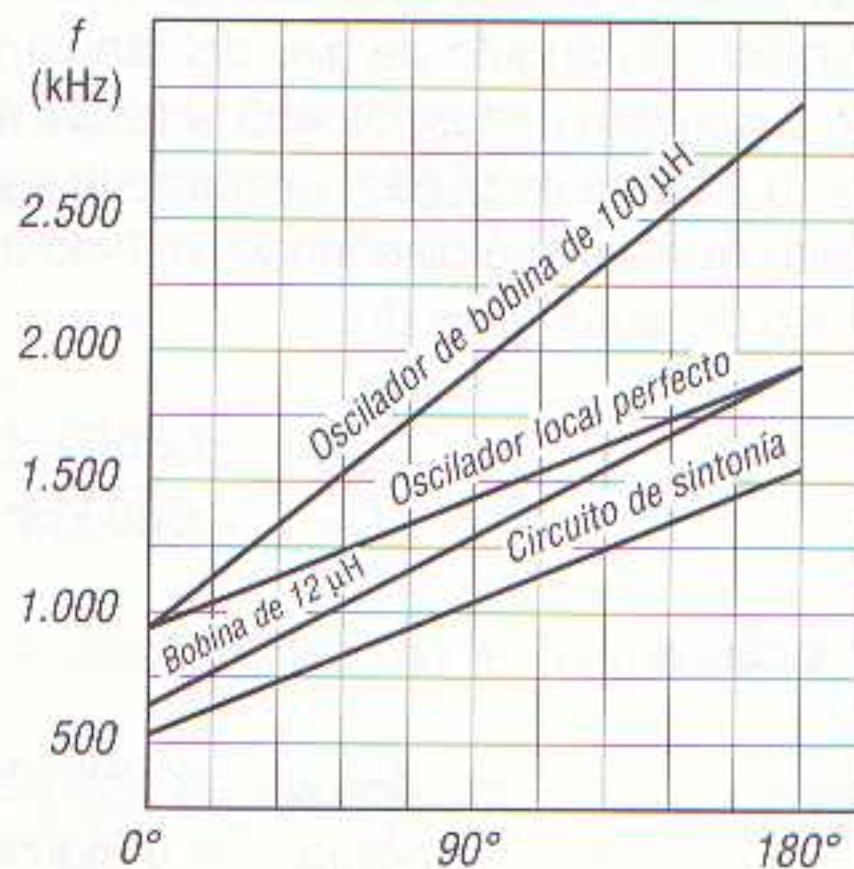
Con esta bobina se obtiene una frecuencia m\acute{a}xima del oscilador de 2.008 kHz (455 kHz por encima de 1.553 kHz), pero ahora el error se presenta cuando el condensador est\acute{a} cerrado, ya que en este caso la frecuencia del oscilador local es de:

$$f_{O \text{ m}\acute{i}n} = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC_{m\acute{a}x}}} = \frac{1}{2 \times 3,14 \times \sqrt{212 \times 10^{-6} \text{ H} \times 270 \times 10^{-12} \text{ F}}} \approx 665 \text{ kHz}$$

que es de tan s\acute{o}lo 145 kHz por encima de la frecuencia m\acute{a}s baja de la banda de OM.

As\iacute; pues, tanto en un caso como en el otro, siempre se obtiene una diferencia de frecuencias entre oscilador local y la frecuencia sintonizada que no es admisible. En el gr\acute{a}fico de la figura 5.21 se ha dibujado el curso de la frecuencia del oscilador local, seg\un;un la posici\o;n del eje del t\acacute;ndem, para los dos casos expuestos y en comparaci\o;n con el ideal de la figura 5.20. En el caso de utilizar una bobina osciladora de 100 μH , el valor correcto s\acute{o}lo se obtiene una vez (con el eje del con-

Figura 5.21. Frecuencia del oscilador local en funci\o;n de la posici\o;n del eje del t\acacute;ndem para dos bobinas osciladoras diferentes. El eje del t\acacute;ndem se mide en grados desde 0\text{o} hasta 180\text{o}.

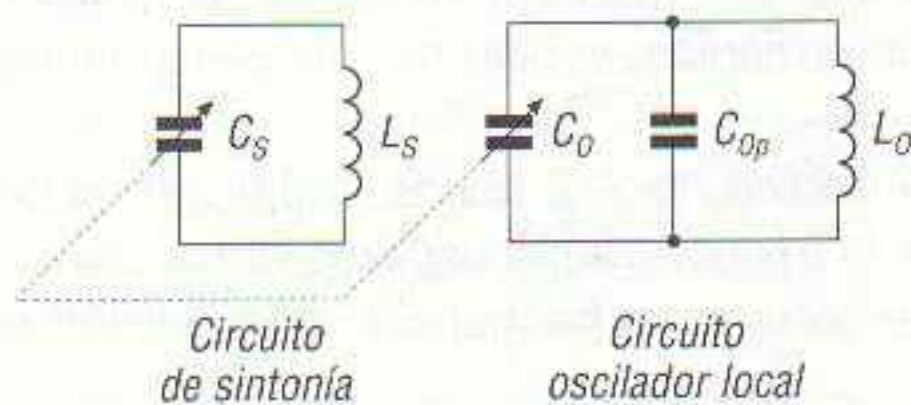


5.21 Utilizando un t\acacute;ndem de dos secciones iguales, la frecuencia del oscilador local tiene el valor correcto \u00fanicamente en una posici\o;n del eje.

densador en la posición 0°), mientras que con una bobina de $212 \mu\text{H}$ el valor correcto (también único) se obtiene con el eje del condensador en la posición 180° . En estas condiciones se dice que el arrastre es de *coincidencia simple*, puesto que ésta se da en un solo punto de la curva de arrastre perfecta.

En lo que sigue se verá cómo se puede mejorar el arrastre, ya que un sistema como el descrito no es ni mucho menos idóneo para un receptor superheterodino en el que lo que se busca, precisamente, es una FI de valor fijo, sea cual sea la frecuencia de la emisora sintonizada.

Supóngase que se ha elegido una bobina de $100 \mu\text{H}$ para el circuito oscilante del oscilador local. Con esta bobina se ha demostrado antes que el error mayor se produce con las frecuencias altas, es decir, cuando el condensador está totalmente abierto. En esa posición el oscilador local genera una señal de 2.906 kHz , cuando el valor adecuado debe ser de 2.008 kHz . Pues bien, para reducir el valor de la frecuencia de oscilación basta con colocar, en paralelo con el condensador variable del oscilador local, un condensador C_{Op} , cuya capacidad es del orden del valor mínimo del condensador variable C_O (figura 5.22).



5.22 Circuitos resonantes de sintonía y del oscilador local. La capacidad C_{Op} en paralelo con el condensador variable C_O del oscilador local disminuye el error debido al arrastre en la zona de las altas frecuencias.

De hecho, dos condensadores conectados en paralelo suman aritméticamente sus capacidades; por tanto, si la capacidad de C_{Op} es de 30 pF y la de C_O varía entre 30 y 270 pF , la capacidad total del conjunto es de:

$$C_{T \text{ min}} = C_{O \text{ min}} + C_{Op} = 30 \text{ pF} + 30 \text{ pF} = 60 \text{ pF}$$

cuando C_O está totalmente abierto, y de:

$$C_{T \text{ máx}} = C_{O \text{ máx}} + C_{Op} = 270 \text{ pF} + 30 \text{ pF} = 300 \text{ pF}$$

cuando C_O está totalmente cerrado.

De esta forma, mientras el valor total mínimo del conjunto es el doble que el del mínimo del condensador variable, el valor total máximo del conjunto es sólo un pequeño incremento del valor máximo del condensador variable. Ahora la frecuencia mínima de oscilación del oscilador local vale:

$$f_{O \text{ min}} = \frac{1}{2 \times \pi \times \sqrt{100 \times 10^{-6} \text{ H} \times 300 \times 10^{-12} \text{ F}}} \approx 919 \text{ kHz}$$

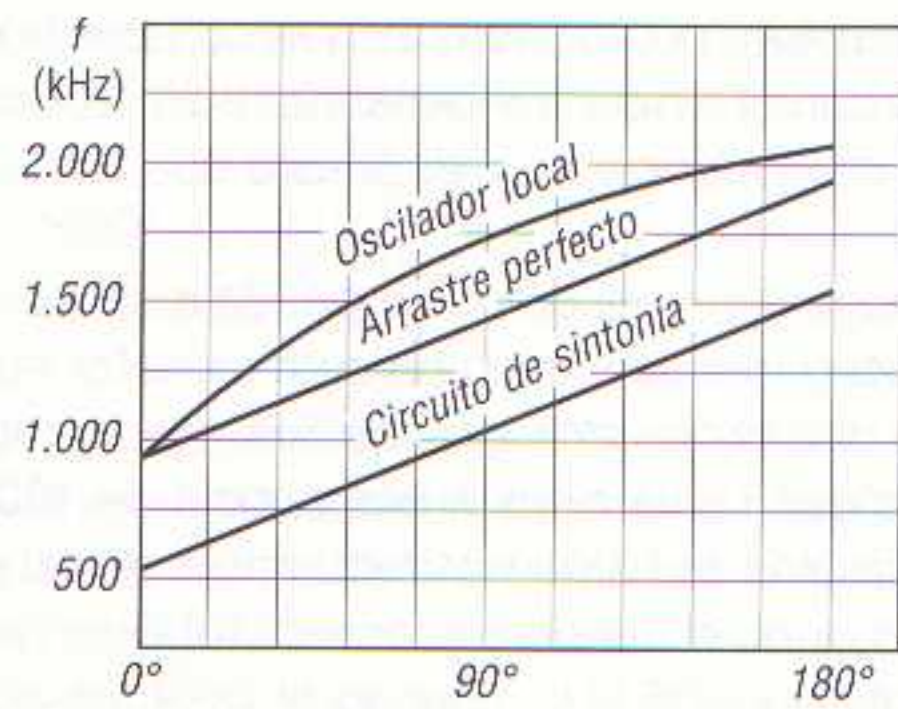
que está 399 kHz por encima de 520 kHz , y la frecuencia máxima de:

$$f_{O \text{ máx}} = \frac{1}{2 \times \pi \times \sqrt{100 \times 10^{-6} \text{ H} \times 60 \times 10^{-12} \text{ F}}} \approx 2.055 \text{ kHz}$$

que está 502 kHz por encima de la frecuencia más alta de la OM.

De lo expuesto se deduce que, al añadir el condensador C_{Op} , se reduce considerablemente el error en el margen de altas frecuencias (sin este condensador la FI es de 1.353 kHz ; con él, de 502 kHz , y la ideal, de 455 kHz), y todo ello sin variar la bobina, es decir, utilizando una bobina de $100 \mu\text{H}$, por lo que para compensar el aumento de capacidad se elige una bobina con una inductancia algo menor, incluso se puede lograr que el oscilador local genere 975 kHz al cerrar el condensador y 2.008 kHz al abrirlo.

5.23 Curva característica de la frecuencia del oscilador local y del circuito de sintonía en función del ángulo de giro del condensador variable, al añadir el condensador C_{Op} al oscilador local.

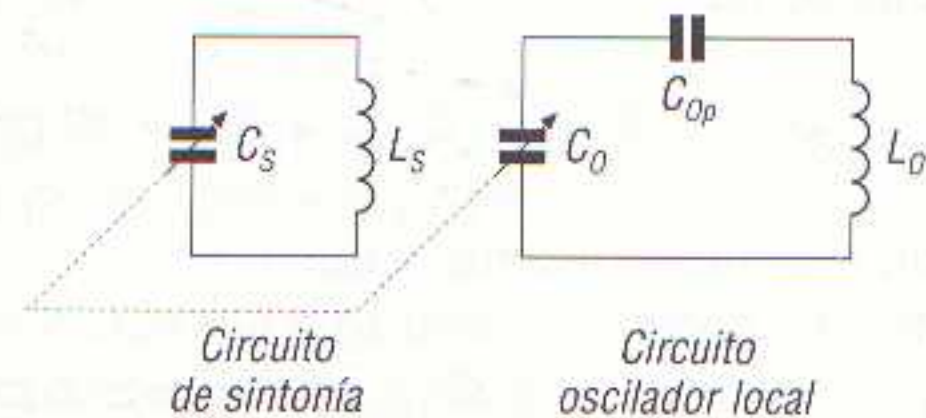


En la figura 5.23 se ha dibujado la curva característica de la frecuencia en función del ángulo de apertura del condensador variable, generada en el oscilador local al añadirle C_{Op} . Se puede observar cómo la nueva curva obtenida se acerca a la de arrastre perfecto en las posiciones extremas del condensador variable. En las posiciones intermedias, si bien no hay coincidencia total, el error queda reducido considerablemente.

Veamos ahora la solución si se utiliza una bobina de 212 μH . En este caso el problema radica en que al ir cerrando el condensador variable, la frecuencia del oscilador local disminuye más de lo necesario, de forma que al quedar totalmente cerrado, la frecuencia de oscilación es de 665 kHz, en vez de los 975 kHz que deben ser.

Pues bien, para elevar la frecuencia de oscilación en este extremo de la gama, se debe reducir la capacidad del circuito oscilante, lo cual se consigue añadiendo un condensador C_{Os} en serie con el condensador variable (figura 5.24).

5.24 Circuitos resonantes de sintonía y del oscilador local. La capacidad C_{Os} , en serie con el condensador variable del oscilador local, disminuye el error de arrastre en la zona de las bajas frecuencias.



La capacidad C_{Os} , en serie con el condensador variable del oscilador local, ha de tener un valor igual a la capacidad máxima del condensador variable ($C_{O\text{ máx}}$).

De esta forma, la capacidad total del conjunto, cuando el condensador variable está totalmente abierto, es:

$$C_{T\text{ mín}} = \frac{C_{Os} C_{O\text{ mín}}}{C_{Os} + C_{O\text{ mín}}} = \frac{270\text{ pF} \times 30\text{ pF}}{270\text{ pF} + 30\text{ pF}} = 27\text{ pF}$$

y cuando está totalmente cerrado:

$$C_{T\text{ máx}} = \frac{C_{Os} C_{O\text{ máx}}}{C_{Os} + C_{O\text{ máx}}} = \frac{270\text{ pF} \times 270\text{ pF}}{270\text{ pF} + 270\text{ pF}} = 135\text{ pF}$$

Ahora, el valor máximo del conjunto es la mitad que el máximo del condensador variable, mientras que el valor mínimo es de sólo 3 pF más bajo.

Añadiendo C_{Os} al circuito oscilante, la frecuencia mínima de oscilación del oscilador local vale:

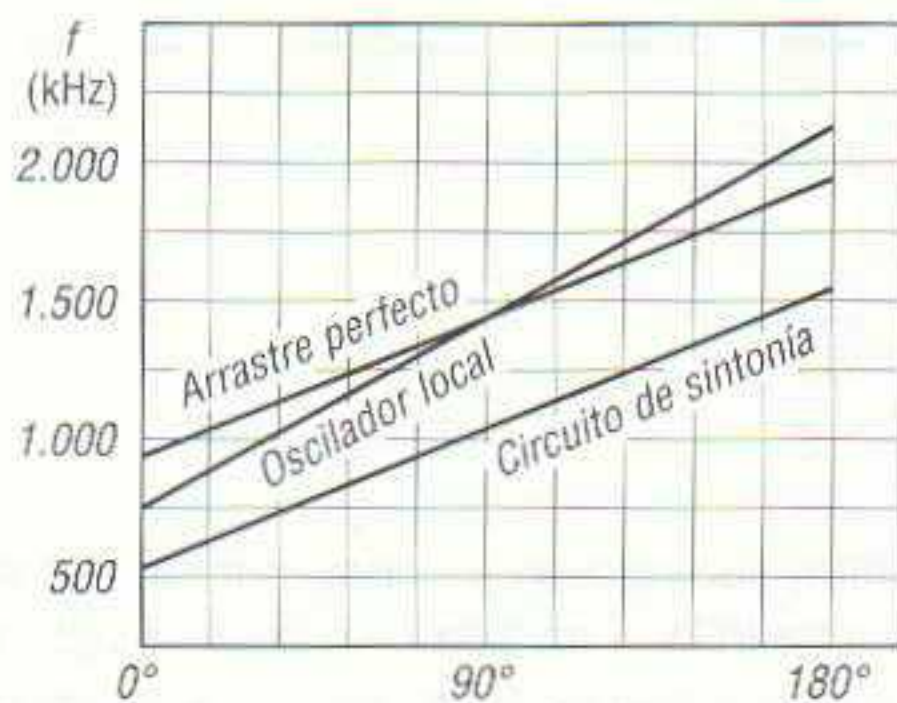
$$f_{O\text{ mín}} = \frac{1}{2\pi \sqrt{212 \times 10^{-6}\text{ H} \times 135 \times 10^{-12}\text{ F}}} \approx 941\text{ kHz}$$

esto es, 421 kHz por encima de 520 kHz, y la frecuencia máxima:

$$f_{O \text{ máx}} = \frac{1}{2 \pi \sqrt{212 \times 10^{-6} \text{ H} \times 275 \times 10^{-12} \text{ F}}} \approx 2.104 \text{ kHz}$$

es decir, 550 kHz por encima de la frecuencia más alta de la OM.

De lo expuesto se deduce que, al añadir el condensador C_{Os} , se reduce considerablemente el error en el margen inferior de la gama de frecuencias. Sin este condensador la FI es de 665 kHz y ahora es de 421 kHz, siendo el valor ideal de 455 kHz. Si, para compensar la disminución de capacidad del circuito, se utiliza una bobina con una inductancia de valor algo mayor, se puede conseguir que el oscilador genere 975 kHz al cerrar el condensador variable y 2.008 kHz al abrirlo.



5.25 Curva característica de la frecuencia del oscilador local y del circuito de sintonía, en función del ángulo de giro del condensador variable al añadir el condensador C_{Os} al oscilador local.

En la figura 5.25 se ha dibujado la curva característica de la frecuencia en función del ángulo de apertura del condensador variable, generada en el oscilador local al añadirle el condensador C_{Os} , y con una inductancia de 212 μH .

En esta figura se puede comprobar que la nueva curva obtenida se acerca a la de arrastre perfecto en las posiciones extremas del condensador variable. En las posiciones intermedias, si bien no hay coincidencia total, el error queda considerablemente reducido. El condensador en serie que se ha utilizado para acercar la frecuencia de oscilación del oscilador local al valor idóneo recibe el nombre de *padder* y, aunque para facilitar el estudio del circuito hemos utilizado un condensador de valor fijo, en la práctica se utilizan pequeños *trimmers*, o condensadores variables que se ajustan de una vez por todas; de esta forma se puede obtener un ajuste perfecto de la frecuencia del oscilador local en los dos extremos de la banda.

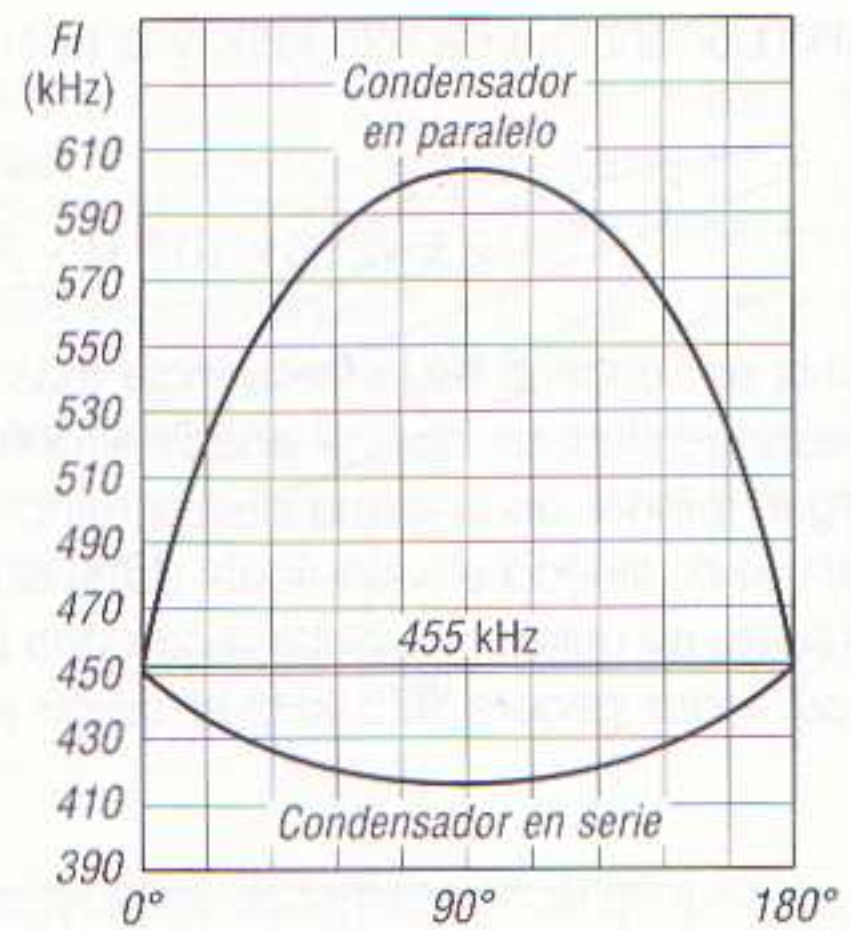
Se ha visto cómo, eligiendo convenientemente los valores de la inductancia y de las capacidades, se puede conseguir que la curva de frecuencia del oscilador local coincida en sus dos puntos extremos con la curva de arrastre perfecto; en todos los puntos intermedios existen, sin embargo, diferencias más o menos acusadas. El sistema descrito recibe por ello el nombre de *arrastre con doble coincidencia*.

Si se utiliza un condensador en paralelo, las diferencias en la zona media, con respecto al valor elegido de FI, son mayores que con el condensador en serie, tal y como se deduce del gráfico de la figura 5.26, donde se muestra el curso de la FI obtenida según el ángulo de giro del condensador variable y según si se utiliza un condensador en serie o uno en paralelo para lograr la doble coincidencia.

Indudablemente, los errores que se obtienen son excesivos, puesto que posteriormente la señal debe ser amplificada por un amplificador de FI, el cual es muy selectivo (sólo 9 kHz de ancho de banda) y, por tanto, sólo amplificará correctamente señales de FI procedentes del conversor comprendidas, en este caso, entre:

$$455 \text{ kHz} + \frac{9 \text{ kHz}}{2} = 459,5 \text{ kHz}$$

5.26 Desviación de la FI, según la posición del eje del condensador variable, para un circuito oscilante con condensador en paralelo o en serie, para obtener la doble coincidencia.

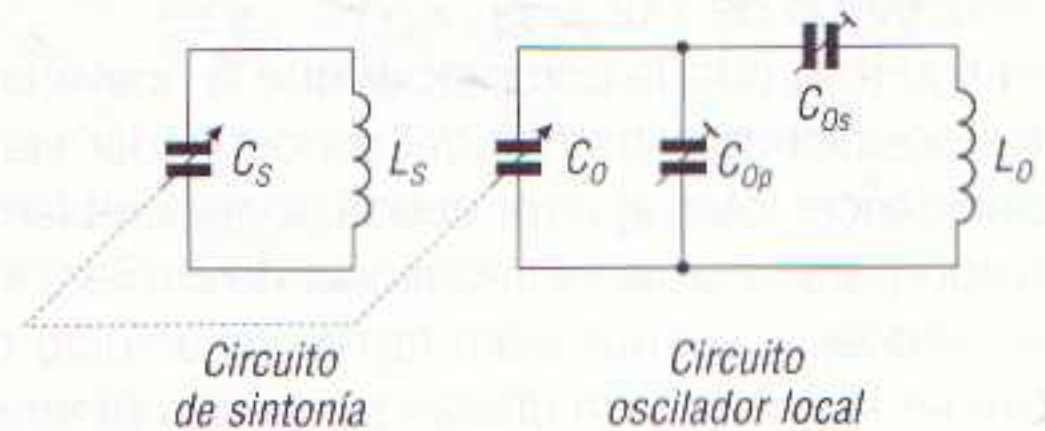


y

$$455 \text{ kHz} - \frac{9 \text{ kHz}}{2} = 450,5 \text{ kHz}$$

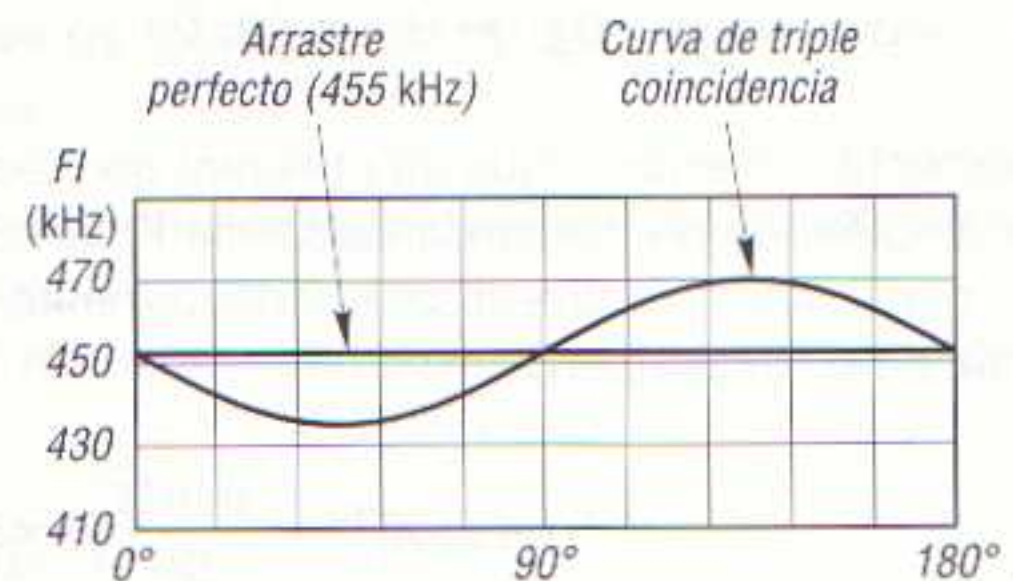
Podemos apreciar que los circuitos descritos superan en muchos puntos por arriba y por debajo a las limitaciones del amplificador de FI, por lo que no son utilizables. Existe una posibilidad para que la FI obtenida se acerque aún más a la que hemos fijado en 455 kHz y que las desviaciones en todo el recorrido del eje del tándem no superen en $\pm 4,5$ kHz a dicho valor. La solución consiste en combinar las dos posibilidades, es decir, disponer en el circuito oscilante del oscilador local un condensador en serie y otro en paralelo con el condensador variable (figura 5.27).

5.27 Circuito oscilante de sintonía y del oscilador local. Las capacidades C_{Os} y C_{Op} en el oscilador local disminuyen los errores considerablemente.

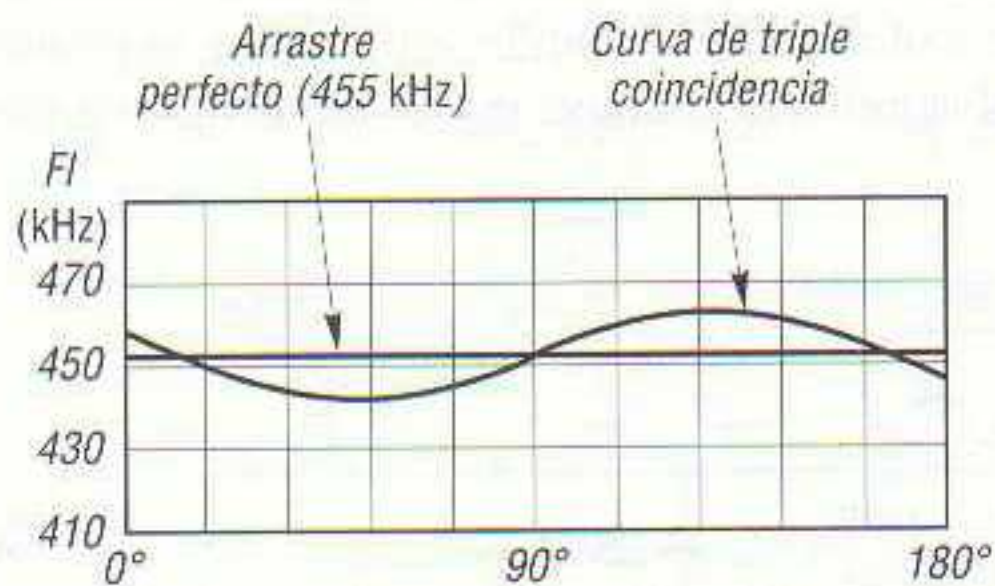


La figura 5.27 corresponde al esquema del circuito oscilante de un oscilador local, que reúne las ventajas de los circuitos de las figuras 5.22 y 5.24. Aquí, la actuación conjunta de los condensadores ajustables C_{Os} y C_{Op} disminuye considerablemente los errores de arrastre. Eligiendo adecuadamente los valores de la bobina L_O y de los condensadores C_{Os} y C_{Op} es posible conseguir un arrastre con triple coincidencia, es decir, que la curva de frecuencia del oscilador local en función de la posición del eje del condensador variable C_O coincida en tres puntos con la de arrastre perfecto (figura 5.28).

5.28 Curva de FI en función del ángulo de giro del condensador variable del oscilador local. Curva de triple coincidencia del circuito de la figura 5.27.



El tercer punto de coincidencia se obtiene, en el circuito de la figura 5.27, en el punto medio, es decir, en el centro de la banda, correspondiente a una posición del eje del condensador variable de 90° . El error se reduce considerablemente, aunque todavía existen puntos en los cuales es excesivo. Sin embargo, con el mismo circuito es posible reducir aún más los errores de arrastre de una forma muy sencilla: consiste en elegir C_{Os} y C_{Op} de forma que las coincidencias de los extremos no correspondan a las frecuencias de 520 y 1.600 kHz de la onda media, sino algo por encima de 520 kHz y algo por debajo de 1.600 kHz. De esta forma el error queda más distribuido a lo largo de la gama y se obtienen con ello valores de desviación menos importantes (figura 5.29).



5.29 Haciendo que las coincidencias extremas tengan lugar poco después de que el condensador variable esté totalmente abierto, o poco antes de que esté totalmente cerrado, se reduce aún más el error de arrastre.

De la forma descrita se puede conseguir que la FI no sobrepase en $\pm 4,5$ kHz al valor elegido (en nuestro ejemplo 455 kHz) y, por lo tanto, la señal puede ser amplificada sin dificultad por el amplificador selectivo de FI.

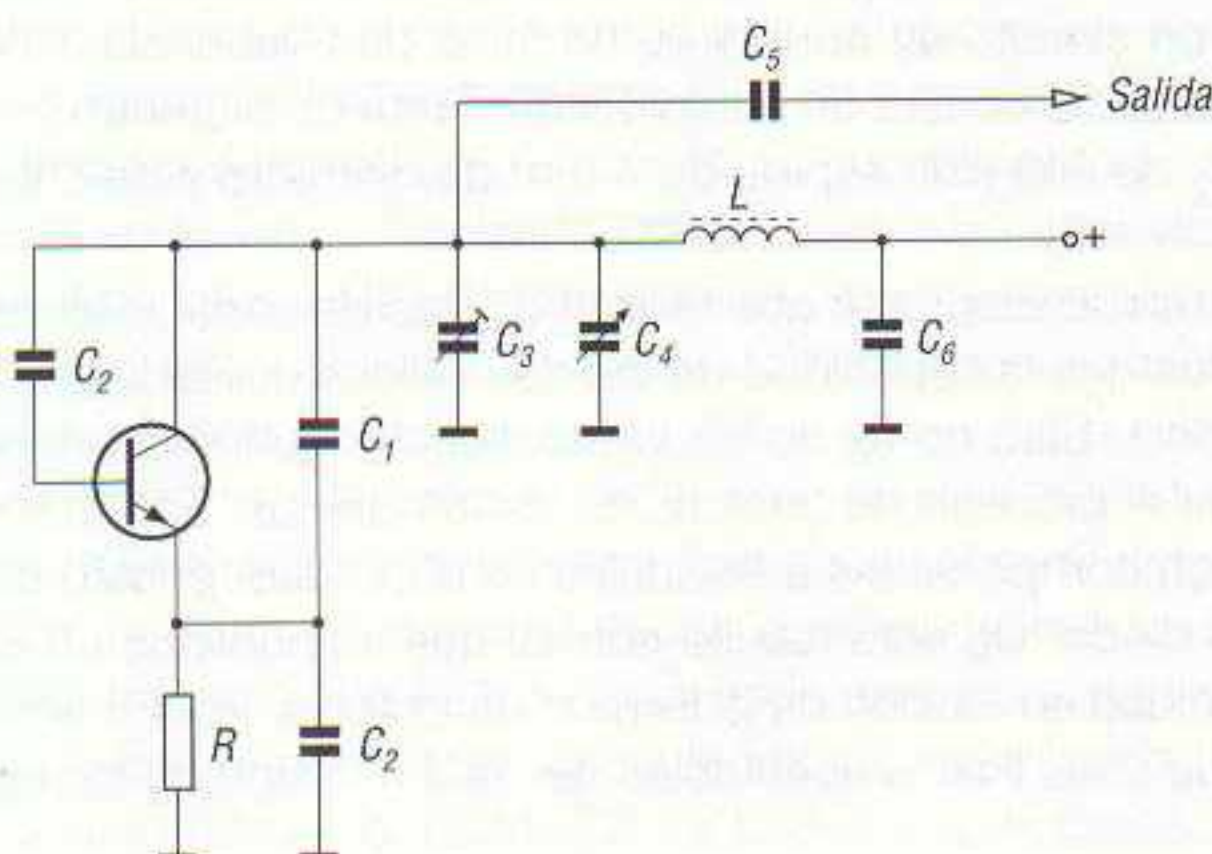
Para finalizar diremos que el *padder* tiene una capacidad mucho mayor que la de los *trimmers* y, al igual que éstos, debe ajustarse para obtener una triple coincidencia perfecta.

OSCILADOR LOCAL PARA FM

La gama de frecuencias de la banda II de VHF, destinada a las emisiones de radio en FM, abarca desde los 87,5 hasta los 108 MHz, es decir, unos valores de frecuencia mucho mayores que en AM. Esta particularidad hace que la FI sea, en FM, de valor muy superior a la utilizada en AM, siendo valor muy corriente el de 10,7 MHz.

En FM el oscilador local debe, por tanto, generar una señal de 10,7 MHz por encima de los valores de las frecuencias portadoras sintonizadas, es decir, el oscilador local de un receptor de FM ha de generar frecuencias comprendidas entre 98,2 y 118,7 MHz.

En la figura 5.30 se ha dibujado el esquema de un oscilador local típico para FM, muy similar al Colpitts. El circuito oscilante está dispuesto en la línea de colector del transistor y la realimentación

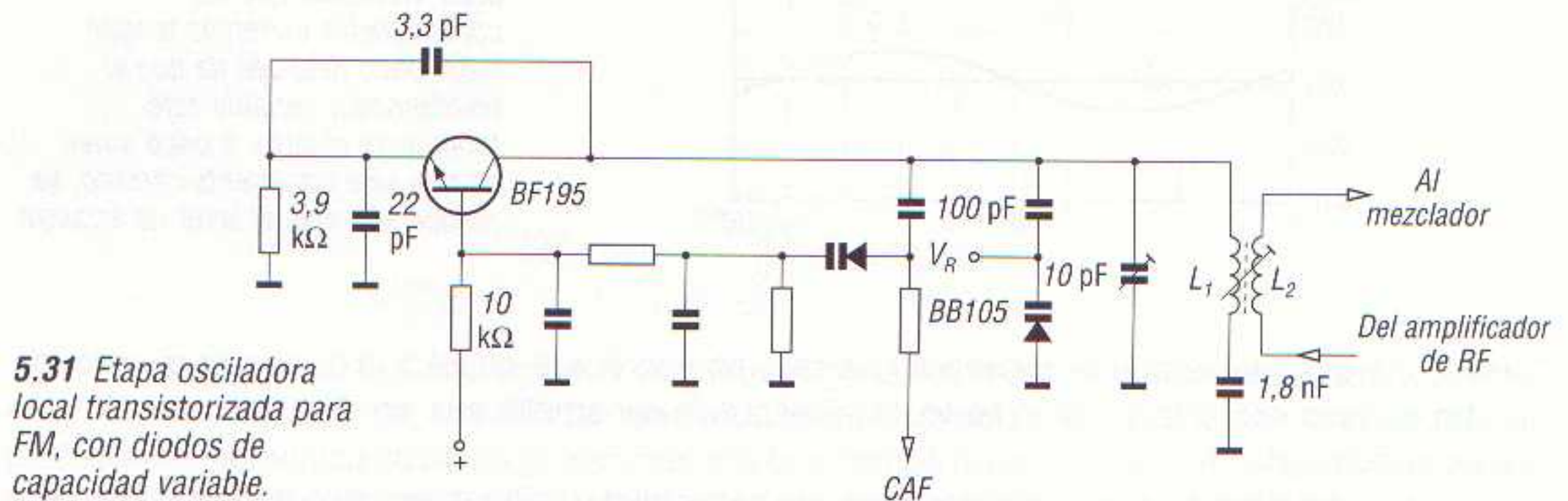


5.30 Etapa osciladora local transistorizada para FM.

se efectúa por el divisor de tensión capacitivo C_1C_2 . El condensador C_3 es un *trimmer* y el C_4 es el condensador variable de ajuste de la frecuencia de oscilación, el cual está enlazado mecánicamente con el condensador variable de sintonía en la etapa amplificadora de RF, no dibujada en el esquema.

OSCILADOR LOCAL CON DIODOS DE CAPACIDAD VARIABLE

Aunque se diseñan etapas conversoras en las que un único transistor lleva a cabo la función de oscilador y mezclador, la utilización de un oscilador local separado de la etapa mezcladora asegura una buena capacidad de manejo de señal para el sintonizador. Además, esto ofrece la posibilidad de diseñar una etapa osciladora óptima en estabilidad y una etapa mezcladora óptima para el ruido.

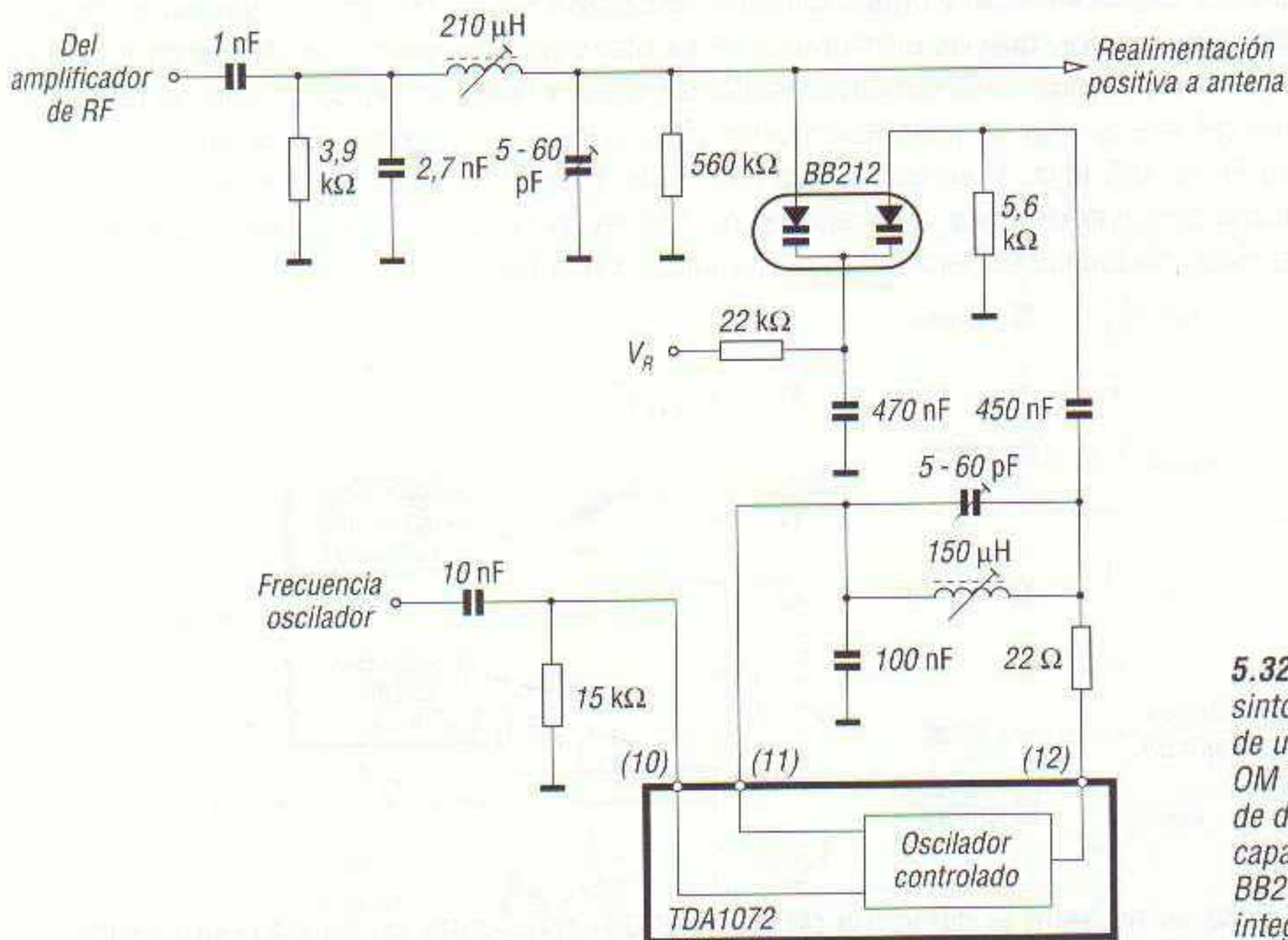


El esquema de la figura 5.31 corresponde al de un oscilador local transistorizado para receptor de FM, el cual utiliza diodos de capacidad variable en lugar del clásico condensador variable. El transistor para el oscilador local, del tipo BF195, está montado en base común con una corriente de emisor de $700 \mu\text{A}$. La frecuencia del oscilador está controlada por el diodo de capacidad variable BB105, al cual se aplica una tensión de control V_R para que cambie el valor de su capacidad. Esta tensión se ajusta mediante un potenciómetro entre 1,3 y 8,4 V, lo cual provoca un cambio de la frecuencia generada por el oscilador entre 98,2 y 118,7 MHz. La tensión del oscilador, en extremos del circuito sintonizado, ha de ser baja debido a la presencia del diodo de capacidad variable, ya que si no es pequeña con respecto a la tensión inversa del diodo, cambia el valor medio de la capacidad de éste y, además, se producen armónicos no deseados. Esta variación de la capacidad media del diodo produce, en los valores inferiores de la tensión de control, desviaciones de la frecuencia del oscilador local, empeorando el arrastre entre los circuitos del oscilador y el de RF. Con el condensador ajustable de 10 pF, incluido en el circuito oscilante, se puede ajustar el margen de variación de frecuencia con el mismo margen de tensión que el empleado en los circuitos de RF. La etapa está dotada de un circuito de control automático de frecuencia (CAF). La bobina L_1 del transformador de radiofrecuencia consta de 5 espiras de 4 mm de diámetro y de cobre esmaltado de 0,5 mm; y la bobina L_2 de una sola espira, de 4 mm de diámetro y de cobre esmaltado de 0,5 mm.

Un problema que se presenta en los radiorreceptores que utilizan diodos de capacidad variable en el sintonizador y en el oscilador local es que la capacidad de los dos diodos utilizados debe ser la misma para cualquier tensión de sintonía. Esto no es así en la práctica, ya que siempre hay alguna dispersión de la capacidad durante el proceso de fabricación de los diodos. Esta tolerancia de fabricación no es posible corregirla con componentes adicionales en el circuito, puesto que varía con la tensión de sintonía aplicada al diodo. De esto resulta normal que se publique un campo de tolerancia para la variación de la capacidad en función de la tensión de sintonía. Para mantener el campo de tolerancias publicado dentro de unos límites aceptables, se recurre a uno de los siguientes métodos:

- Selección de los diodos después de su fabricación, para que sus capacidades estén dentro del campo de tolerancia publicado.
- Desarrollo de una tecnología y un proceso de fabricación que produzca suficiente cantidad de diodos con valores de capacidad dentro del campo de tolerancia aceptable. Los diodos que no estén dentro del campo de tolerancia son desechados durante la fabricación.

Durante todo el proceso de fabricación los dos diodos del par permanecen adyacentes entre sí, de forma que se minimizan las diferencias entre ellos, en especial la relación entre la tensión de sintonía y la capacidad. Luego se disponen en una misma cápsula para su comercialización.



5.32 Etapa de sintonía y osciladora de un receptor para OM utilizando el par de diodos de capacidad variable BB212 y el circuito integrado TDA1072.

El esquema de la figura 5.32 corresponde al de una etapa de sintonía y de oscilador local, con el par de diodos de capacidad variable BB212. Para reducir la distorsión no lineal, debida al uso de diodos de capacidad variable, es necesario limitar la amplitud de las señales, tanto de las captadas por antena como de las generadas en el oscilador local. Para una distorsión máxima de BF del 2 % la señal de antena debe limitarse a 100 mV eficaces y la señal del oscilador local no debe sobrepasar los 350 mV eficaces. El circuito de la figura 5.32 utiliza un circuito integrado TDA1070, el cual incorpora un oscilador local de amplitud controlada que mantiene constante la salida de la patita 12 a un valor típico de 140 mV eficaces (200 mV eficaces como máximo). La señal de antena, después de ser amplificada en el amplificador de RF (no dibujado en el esquema) pasa a través de un filtro de paso bajo en π , y es sintonizada por un diodo de capacidad variable en su salida. El filtro de paso bajo suprime las señales de alta frecuencia para evitar frecuencias espúreas. Las resistencias de 3,9 k Ω y 560 k Ω , a la entrada y salida del filtro, proporcionan el amortiguamiento que reduce las resonancias indeseadas, así como ayudan a obtener una relación constante de transparencia de señal entre la antena y la entrada de RF del circuito integrado TDA1072.

Como se ha dicho antes, la amplitud de la señal de antena debe limitarse a 100 mV; esto se lleva a cabo mediante una realimentación positiva desde el ánodo del diodo de capacidad variable de sintonía, a través de un FET de bajo ruido conversor de impedancia y un transistor de RF bipolar, trabajando como rectificador, hacia la antena (no dibujado en el esquema). El oscilador local está en parte integrado en el TDA1072. La frecuencia de oscilación viene determinada por la tensión V_R

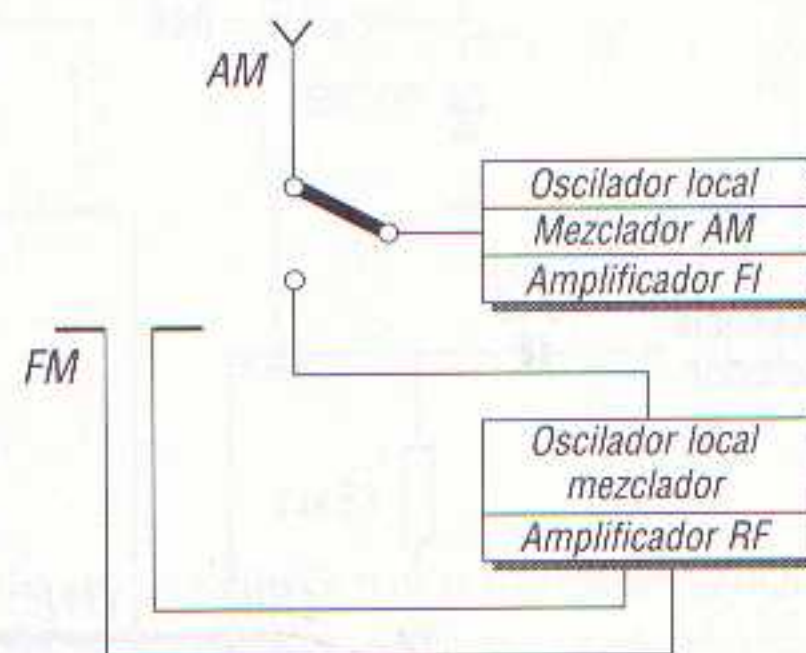
aplicada al otro diodo del par BB212. Haciendo variar la tensión V_R entre 0,5 y 8 V, varía la frecuencia del circuito oscilante de sintonía dentro de la gama de OM, así como la frecuencia del oscilador local para la obtención de la FI.

OSCILADOR LOCAL PARA RECEPTORES MULTIBANDA

En los receptores de radio multibanda es preciso distinguir las señales de AM de las de FM. Al igual que la etapa de sintonía, el receptor debe tener tantos circuitos resonantes para la generación de la señal local como bandas deba captar el receptor. Normalmente se utiliza un único transistor o circuito integrado en el oscilador local y tantos circuitos oscilantes como bandas se deseen sintonizar.

Mediante un conmutador, que es el mismo que se utiliza para la selección de los circuitos de sintonía de antena, se conmutan los circuitos oscilantes del oscilador local. Cada uno de estos circuitos oscilantes genera las frecuencias adecuadas para que, una vez restadas de las de sintonía, proporcionen la FI de 455 kHz, si se trabaja en AM, o de 10,7 MHz, si se sintonizan emisoras de FM. En receptores preparados para la recepción de FM se dispone de un circuito oscilante independiente para ésta, dadas las especiales características de la FM.

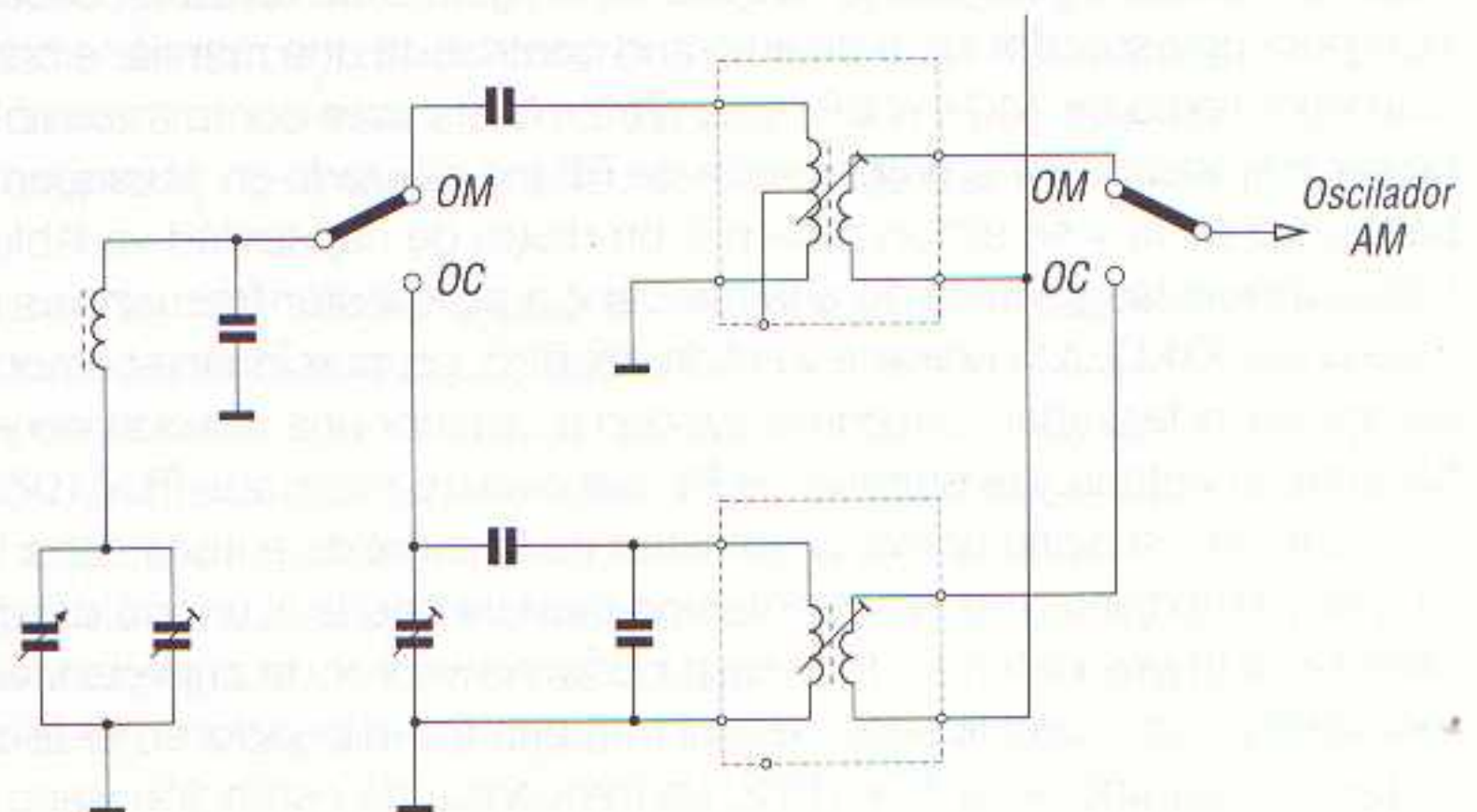
5.33 Diagrama de bloques de las etapas de entrada de un receptor AM/FM.



En la figura 5.33 se muestra el diagrama de bloques de un receptor preparado para recibir señales de AM y FM. Las señales sintonizadas de AM se aplican al mezclador de AM junto con la señal del oscilador local para obtener la señal de FI. Las señales captadas por la antena de FM son, sin embargo, previamente amplificadas por un amplificador de RF sintonizado, para luego ser aplicadas al mezclador de FM junto con la señal del oscilador local; de esta forma obtenemos la señal de 10,7 MHz de FI. Mediante un conmutador se introduce, en la sección de AM, la señal de antena de estas emisiones o la del mezclador del sintonizador de FM.

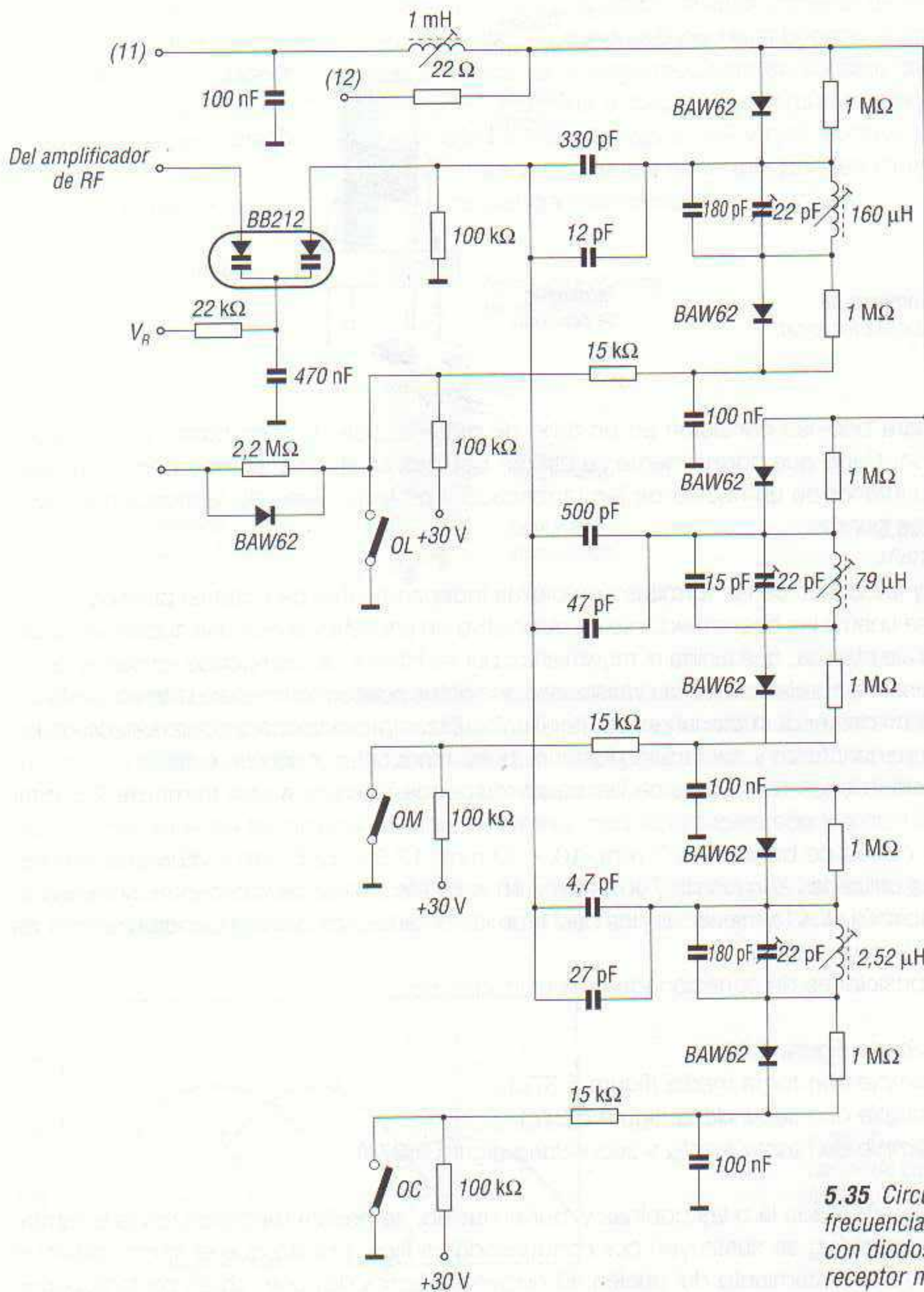
En la figura 5.34 se ha dibujado el esquema del conjunto de circuitos oscilantes para el oscilador local de un receptor preparado para captar emisoras de las bandas de OM y OC en AM. Los con-

5.34 Esquema del conjunto de circuitos oscilantes para generar oscilaciones para OM y OC.



mutadores se accionan simultáneamente (con eje común) con los de los circuitos de las etapas de sintonía de forma que el oscilador local genere una frecuencia diferente cuando se conmuta una banda y, de esta forma, la frecuencia intermedia sigue siendo la misma, sea cual sea la banda y frecuencia sintonizada. Destaca en este circuito el mayor número de espiras del primario de la bobina osciladora de OM, puesto que esta banda de frecuencias abarca desde 525 a 1.605 kHz, mientras que la OC cubre, en varios tramos, las frecuencias comprendida entre 2,3 y 29,7 MHz. El condensador variable que modifica la frecuencia del oscilador local es común para los dos circuitos oscilantes, es decir, el cambio de una gama de frecuencias a otra depende exclusivamente de los valores de las bobinas osciladoras.

El esquema de la figura 5.35 corresponde a un selector de frecuencia del oscilador local en el que se utilizan un par de diodos de capacidad variable, BB212, emparejados. Con este circuito es posible la selección de las bandas de OL, OM y OC de AM. Los terminales 11 y 12, en la parte superior del esquema, corresponden a las patitas del mismo número del circuito integrado TDA1072

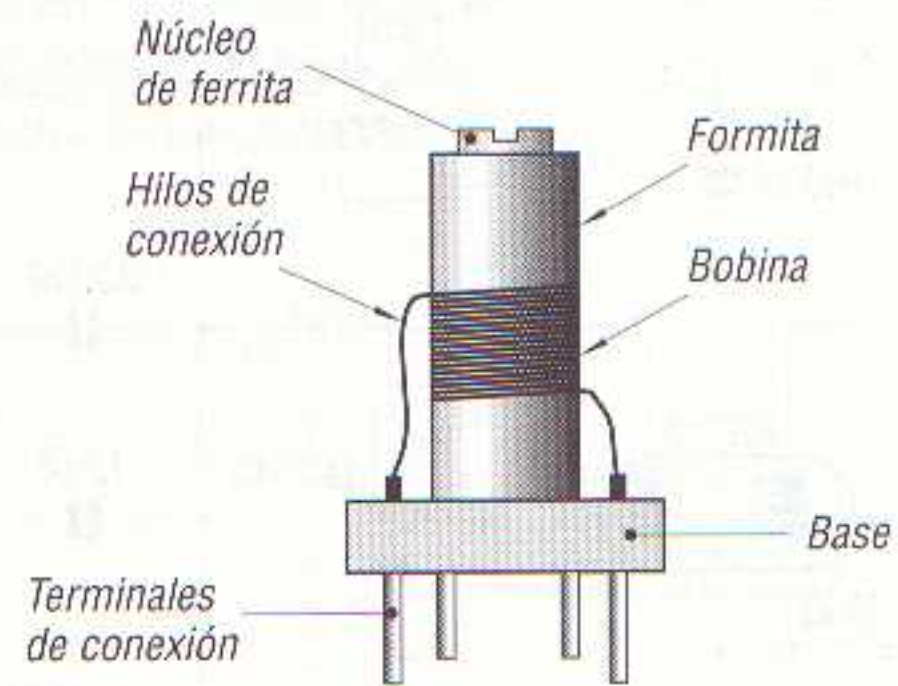


5.35 Circuitos del selector de frecuencias del oscilador local, con diodos varicap, de un receptor multibanda para AM.

que incorpora un oscilador local de amplitud controlada (figura 5.32). El circuito emplea conmutación de bandas mediante diodos. De hecho, al accionar uno de los contactos marcados con OC, OM u OL, queda conectado a masa el cátodo del diodo BAW62 de la banda seleccionada, con lo cual entra en oscilación el circuito oscilante correspondiente. La variación de la frecuencia del oscilador local, dentro de cada banda, se realiza aplicando una tensión comprendida entre 0,5 y 8 V al diodo de capacidad variable BB212.

BOBINAS PARA OSCILADORES LOCALES

Hace algún tiempo, las bobinas osciladoras de todas las bandas se devanaban sobre un mismo soporte; en cambio, en la actualidad es mucho más frecuente que cada bobina se devane sobre un soporte propio, es decir, sobre una *formita* destinada exclusivamente a ella (figura 5.36).



5.36 Partes constituyentes de una bobina para un oscilador local.

Las formitas para bobinas consisten en un tubo de material aislante, con base incorporada y patitas de conexión. Dado que normalmente se utilizan bobinas ajustables, el tubo permite el desplazamiento en su interior de un núcleo de ferrita roscado. Los estándares de fabricación responden a los siguientes puntos:

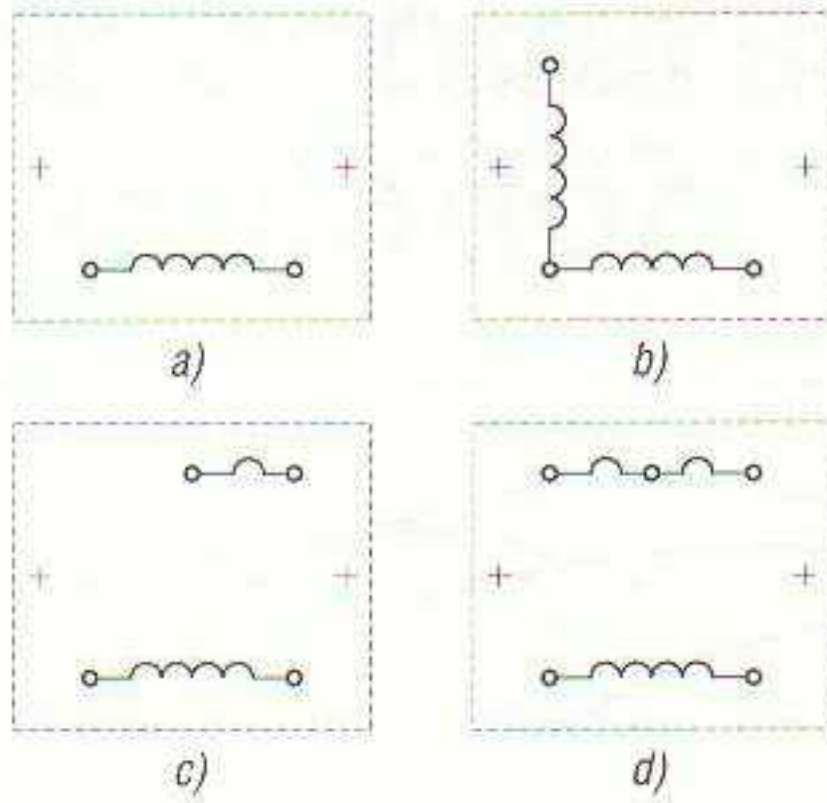
- Los tubos y las bases de las formitas son piezas independientes de material plástico.
- Los tubos se unen a las bases mediante un dispositivo de encaje y tienen una superficie roscada, llamada *ala elástica*, que facilita el movimiento, por su interior, de los núcleos roscados de ferrita, compensando así las pequeñas variaciones que éstos puedan tener en su diámetro exterior.
- Las bases han de ser de material resistente al calor. Están provistas para conexión de los hilos por la parte inferior y soldadura posterior por inmersión en baño de estaño.
- La distribución de los terminales de las bases responde siempre a una trama de 2,5 mm.

Existen cuatro clases de bases: 7 × 7 mm, 10 × 10 mm, 12,5 × 12,5 mm y 20 × 20 mm. Actualmente, las más utilizadas son las de 7 × 7 mm y 10 × 10 mm. Algunos fabricantes suministran cualquier combinación de los terminales en las bases de las bobinas, las cuales pueden disponer de hasta un máximo de seis patitas.

Las cuatro disposiciones de conexión más utilizadas son:

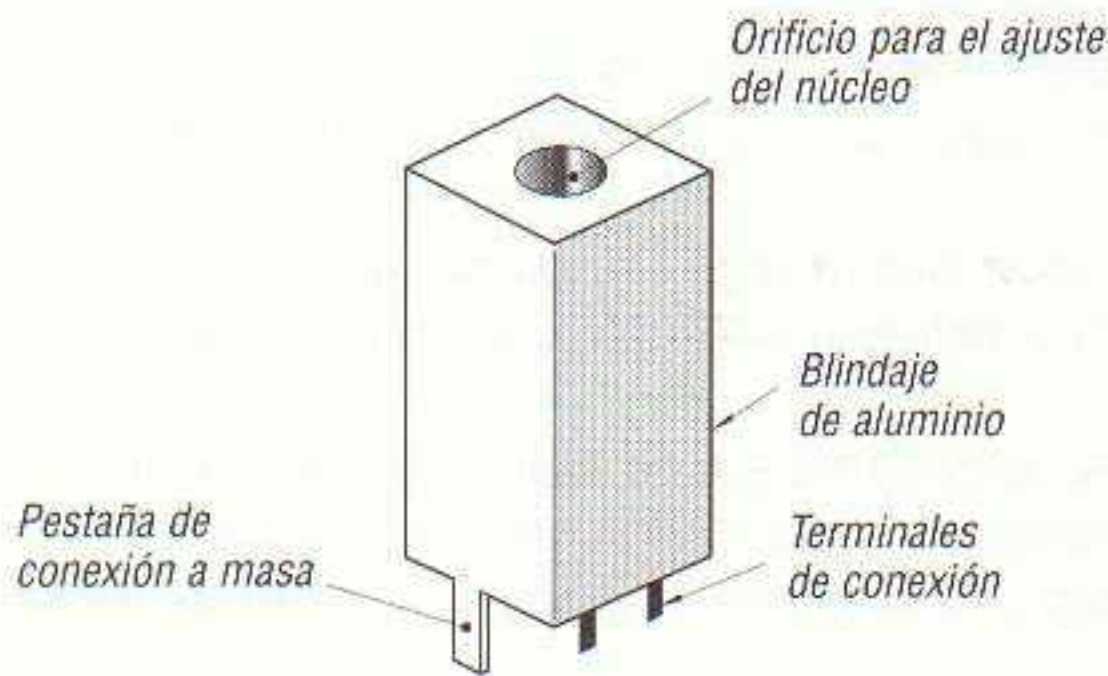
- *Bobinado simple* (figura 5.37a).
- *Bobinado simple con toma media* (figura 5.37b).
- *Bobinado simple con secundario* (figura 5.37c).
- *Bobinado simple con toma media y secundario* (figura 5.37d).

Sobre el tubo va enrollada la o las bobinas y, por el núcleo, se desliza mediante rosca la ferrita. En estos casos los *padders* se sustituyen por condensadores fijos, puesto que el ajuste definitivo se realiza mediante el deslizamiento del núcleo. El núcleo de ferrita dispone, en su parte superior,



5.37 Ejemplos de conexionado de bobinas para un oscilador local. a) Simple. b) Simple con toma media. c) Simple con secundario. d) Simple con toma media y secundario.

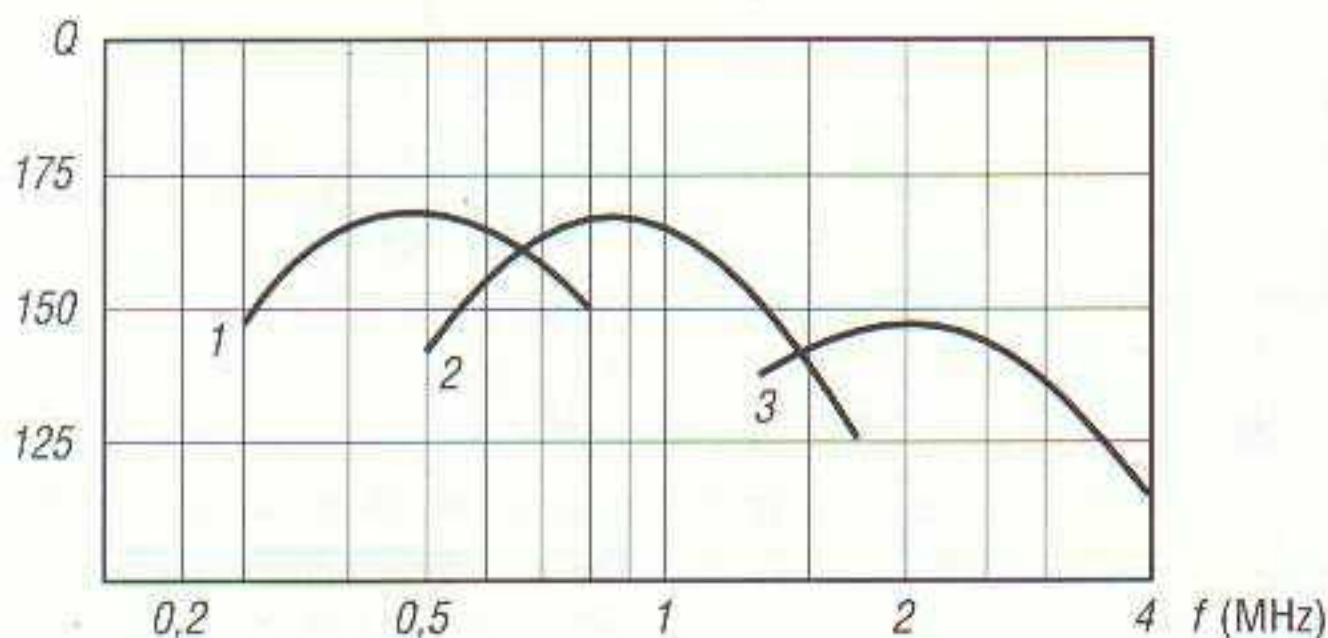
de una pequeña ranura para hacerlo girar. Una vez ajustado al valor correcto de oscilación, se mantiene inmóvil mediante una gota de cera o laca. La inductancia de la bobina, al ajustarse, suele variar en un $\pm 15\%$ su valor nominal. La bobina se protege mediante un blindaje de aluminio o cobre que evita interferencias radioeléctricas entre bobina y circuitos próximos del receptor (u otros receptores). Téngase presente que el oscilador local trabaja en RF y que, aunque ésta está fuera de la banda en la que trabaja, los armónicos de la frecuencia generada pueden interferir en los receptores que estén recibiendo señales de frecuencia más elevada.



5.38 Blindaje de cobre o aluminio para una bobina de un oscilador local.

En la parte superior del blindaje se dispone de un orificio circular que permite la introducción de un destornillador de ajuste (de material aislante para evitar capacidades parásitas) del núcleo de ferrita (figura 5.38). En la parte inferior del blindaje se dispone de dos pequeñas pestañas que permiten la conexión de éste a masa. Una característica muy importante de las bobinas es la resistencia de aislamiento entre terminales contiguos. Valores muy aceptables son los de $100\text{ M}\Omega$ a 250 V de tensión continua.

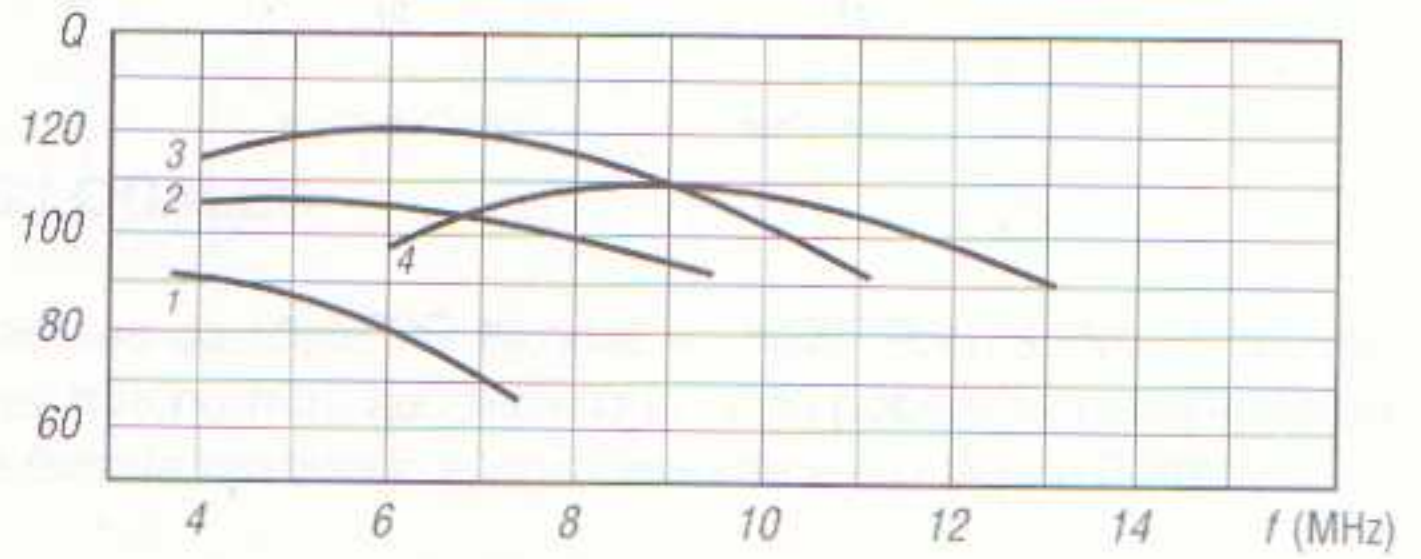
Finalmente debe considerarse el factor de calidad de la bobina. El factor de calidad Q depende de la gama de frecuencias en la que se utiliza la bobina. Así, en la figura 5.39 se ha dibujado la cur-



5.39 Curvas características del factor de calidad en función de la frecuencia en OL y OM en AM. 1) Bobina de $780\ \mu\text{H}$. 2) Bobina de $190\ \mu\text{H}$. 3) Bobina de $35\ \mu\text{H}$. Diámetro del hilo: $0,07\ \text{mm}$.

va característica del factor de calidad en función de la frecuencia de tres bobinas de distinta inductancia, trabajando en AM (OM y OL). En el caso de OC en AM, y en FM, las curvas del factor de calidad en función de la frecuencia son las que se han dibujado en la figura 5.40 para cuatro valores de inductancia diferentes.

5.40 Curvas características del factor de calidad en función de la frecuencia en OC en AM y FM. 1) Bobina de 13 μH . 2) Bobina de 8,5 μH . 3) Bobina de 4,7 μH . 4) Bobina de 0,5 μH . Diámetro del hilo: 0,1 mm.



5.41 Bobina de autoinducción en un receptor de onda corta.



En un receptor de onda corta, la bobina de autoinducción es un elemento clave para sintonizar las ondas de radio. Su diseño debe tener en cuenta la frecuencia de trabajo y el ancho de banda necesario. El factor de calidad (Q) de la bobina influye directamente en la selectividad del receptor, permitiendo distinguir entre señales cercanas en frecuencia. En este contexto, el uso de bobinas con diferentes inductancias permite adaptar el receptor a diferentes bandas de frecuencia dentro del espectro de onda corta.

El factor de calidad (Q) de una bobina depende de su inductancia (L) y de su resistencia (R) en serie. A mayor inductancia y menor resistencia, mayor será el factor de calidad. Sin embargo, en aplicaciones de onda corta, es necesario equilibrar el factor de calidad con el ancho de banda requerido para recibir las señales de interés. Las curvas de la figura 5.40 muestran cómo el factor de calidad varía con la frecuencia para diferentes inductancias, lo que ayuda a seleccionar la bobina más adecuada para cada frecuencia de trabajo.



Etapa conversora: el mezclador

INTRODUCCIÓN

En este capítulo se estudian los circuitos mezcladores, tanto transistorizados como con circuitos integrados, utilizados en los receptores de radió, es decir, aquellos circuitos en donde se mezcla la señal de RF sintonizada con la del oscilador local del receptor. En el circuito mezclador es, por tanto, donde se obtiene la FI y por ello se considera el punto clave de los conversores.

Los circuitos mezcladores se clasifican en dos grandes grupos:

- *Mezcladores con circuito oscilador independiente.*
- *Mezclador autooscilador.*

El mezclador con circuito oscilador independiente precisa de un transistor para producir la oscilación local y otro para la mezcla. Así pues, la etapa conversora requiere, en este caso, la utilización de dos transistores.

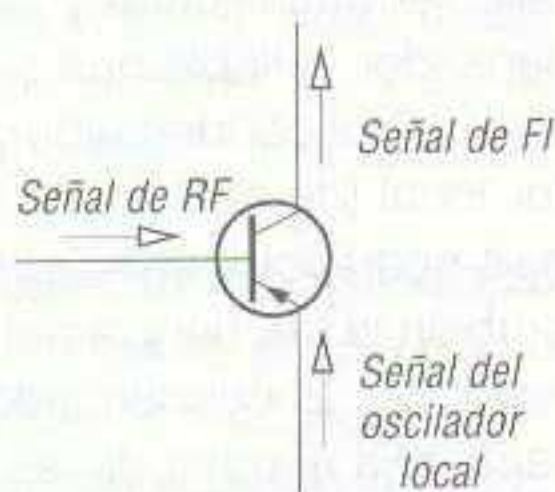
En los mezcladores autooscilantes es el mismo transistor destinado a la amplificación de la RF el que hace las funciones de oscilador y de mezclador. En este caso la etapa conversora utiliza un único transistor.

El primer circuito tiene la ventaja de que las señales de entrada de alto nivel no afectan al funcionamiento del oscilador, mientras que en el segundo éstas pueden bloquearlo. Además, el ajuste de un circuito mezclador independiente es menos crítico que el de un mezclador autooscilador.

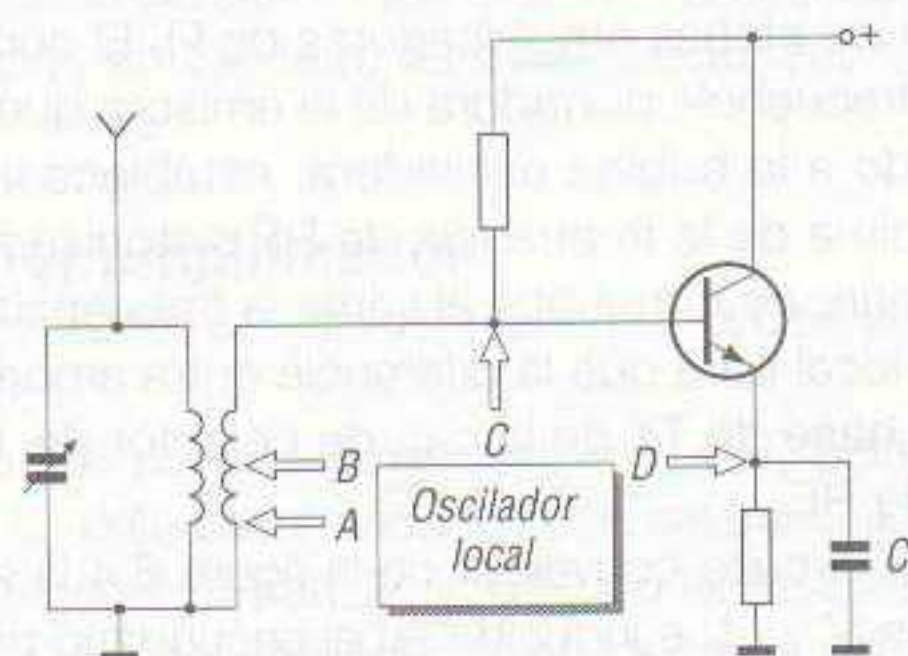
EL TRANSISTOR COMO MEZCLADOR DE FRECUENCIAS

Dado que los transistores poseen tres electrodos, sólo puede aplicarse la señal de RF captada por la antena y la del oscilador local a dos de ellos, obteniéndose la FI en el tercero. Normalmente, la señal de antena se aplica a la base, por ser éste el electrodo de control del transistor, mientras que la señal procedente del oscilador local se aplica al emisor. La señal de FI se obtiene en el colector (figura 6.1).

De todas formas, existen otros procedimientos de mezclar las señales, tal y como se refleja en el esquema de la figura 6.2. En esta segunda figura se muestra un amplificador de RF formado por



6.1 La señal de RF se aplica a la base y la del oscilador local al emisor, obteniéndose la FI en el colector.

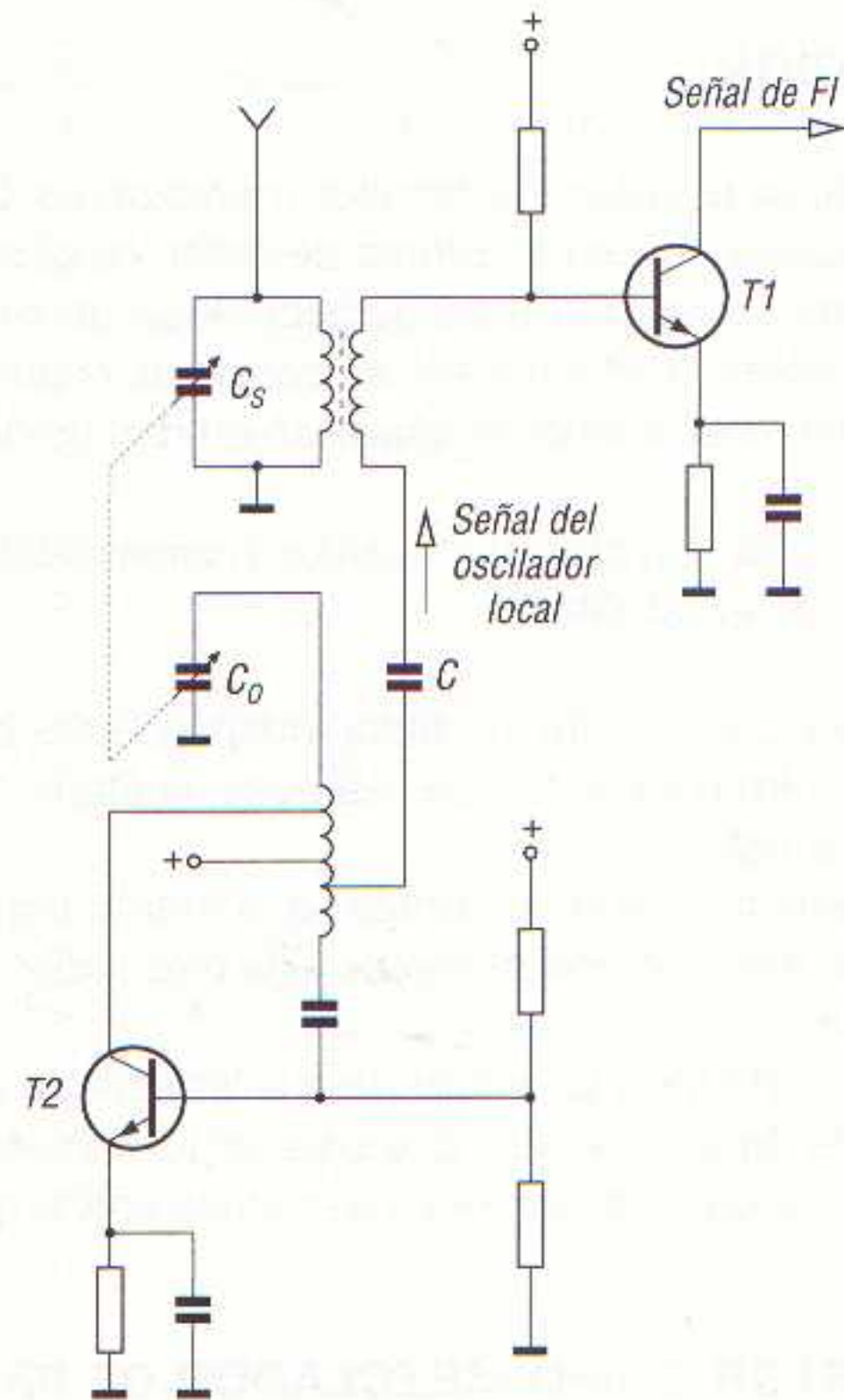


6.2 Puntos en donde puede aplicarse la señal del oscilador local para obtener una mezcla de esta señal con la de RF.

un circuito resonante (para la sintonización de las emisoras) y un transistor NPN en montaje emisor común. En este esquema se ha representado mediante un rectángulo el oscilador local, cuyo funcionamiento se estudia en el capítulo 5 de este libro. El transistor de esta figura amplifica la señal de RF sintonizada por un condensador variable. Si, en esta circunstancia, se aplica la señal del oscilador local a cualquiera de los puntos A, B, C o D de la figura, la señal de éste se mezclará con la de RF sintonizada, obteniéndose así la FI.

Oscilador acoplado a la bobina de sintonía

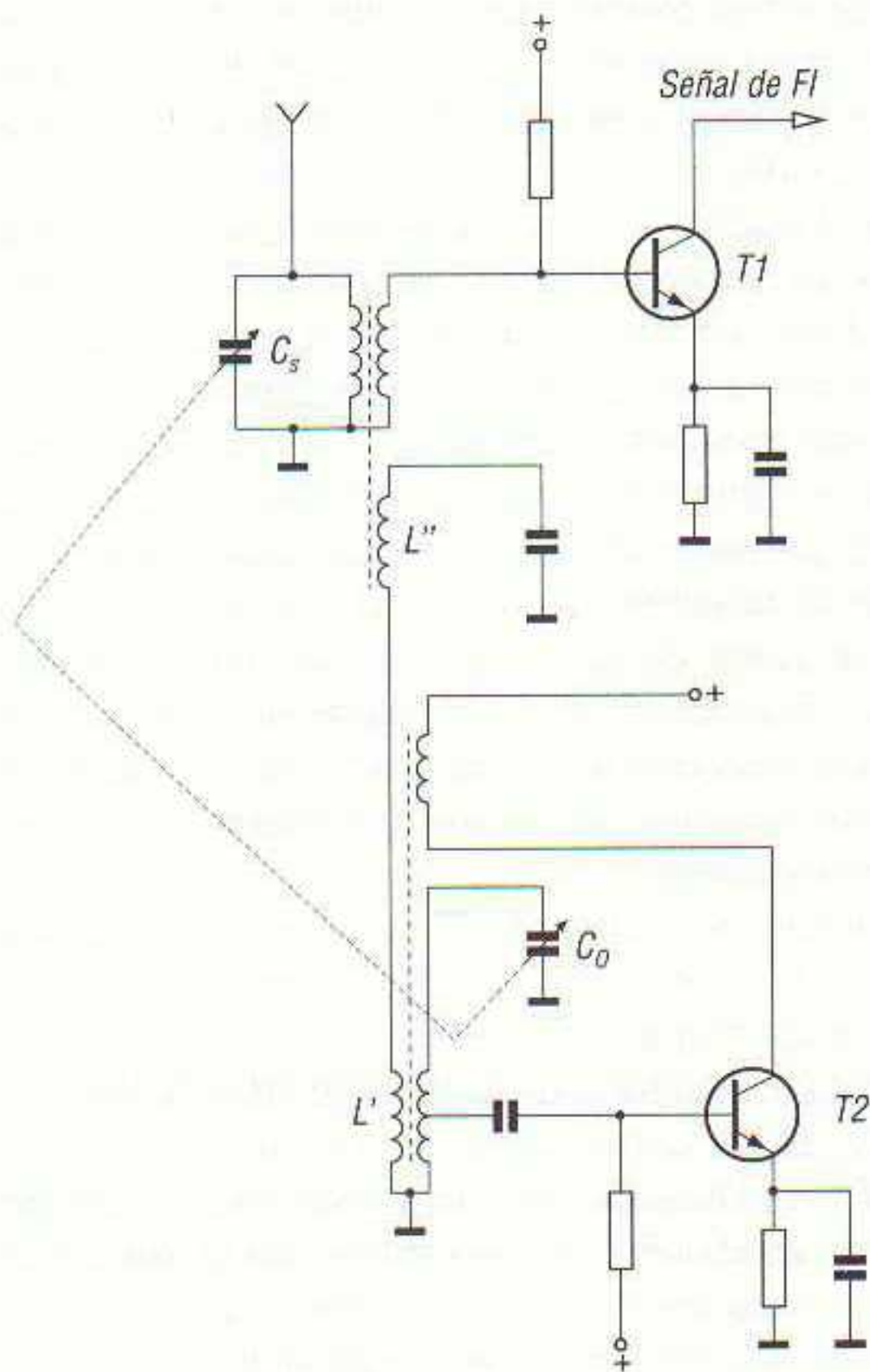
El esquema de la figura 6.3 corresponde a una etapa convertora con circuito oscilador local independiente y, por lo tanto, utilizando dos transistores.



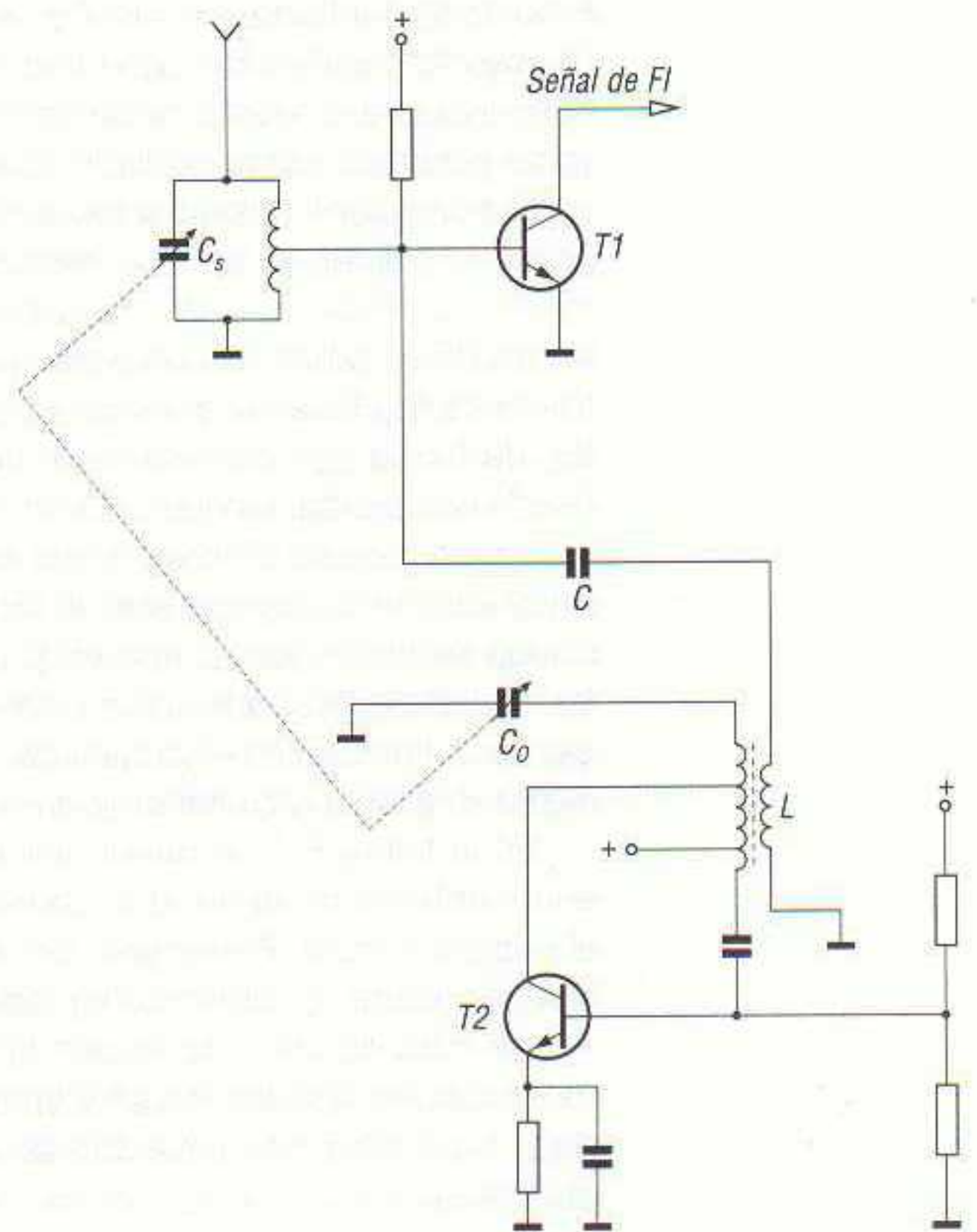
6.3 Etapa convertora en la que la frecuencia del oscilador local se aplica al extremo del secundario de la bobina de sintonía.

El devanado del oscilador local está dotado de varias tomas, tal y como corresponde a un oscilador Hartley. El secundario de la bobina de sintonía debe unirse a masa, pero en este caso la masa la toma a través de la bobina del oscilador local. Como consecuencia, el secundario de la bobina de sintonía recibe parte de las oscilaciones generadas en la bobina osciladora y, por lo tanto, en el secundario de la bobina de sintonía aparece la frecuencia de la portadora de la emisora sintonizada y la frecuencia del oscilador local. Ambas frecuencias se restan, obteniéndose así la FI. Esta frecuencia intermedia se aplica a la base del transistor $T1$ para ser amplificada y pasar luego a las etapas amplificadoras de FI. El condensador C_s es el condensador variable que sintoniza la frecuencia portadora de la emisora que se desea captar, mientras que el condensador C_o , acoplado a la bobina osciladora, establece la frecuencia del oscilador local (de 450 a 470 kHz por encima de la frecuencia de RF sintonizada). Ambos condensadores son accionados por un eje común, de forma que al variar la frecuencia sintonizada, se varía también la frecuencia del oscilador local para que la diferencia entre ambas sea siempre la FI, de valor fijo. El condensador C aísla la base de $T1$ de la c.c. de colector de $T2$, presentando baja reactancia al paso de las señales de RF.

En el circuito convertor de la figura 6.4 la señal del oscilador local es transportada por los devanados L' y L'' , e inducida en el secundario del devanado de sintonía, no existiendo unión eléctri-



6.4 Etapa convertora en la que la frecuencia del oscilador local se aplica por inducción al secundario de la bobina (transformador) de sintonía.



6.5 Etapa convertora en la que la frecuencia del oscilador local se aplica a la base del transistor amplificador T1.

ca entre ambos circuitos. La señal mezclada en el secundario de sintonía se aplica a la base de T1 para su amplificación y en el colector de éste se obtiene la FI. Al igual que en el circuito de la figura 6.3, y por las mismas razones, los condensadores variables C_s y C_o están unidos mecánicamente por un eje común.

Oscilador acoplado a la base del transistor amplificador

El transistor T1 del esquema de la figura 6.5 hace las funciones de amplificador-mezclador, mientras que el T2 es el transistor del oscilador local.

La frecuencia del oscilador local, inducida en la bobina L, se aplica a la base del transistor T1 a través del condensador C. Este condensador es necesario para aislar la base de masa, ya que ésta es negativa y se están utilizando transistores NPN, por lo que la base debe polarizarse con potencial positivo con respecto al emisor. A la base de T1 se aplican, por tanto, dos señales: la de RF sintonizada y la del oscilador local, saliendo por el colector la FI amplificada. Los condensadores C_s y C_o han de estar, como siempre, en tándem, es decir, accionados por un mismo eje.

Oscilador acoplado al emisor del transistor amplificador

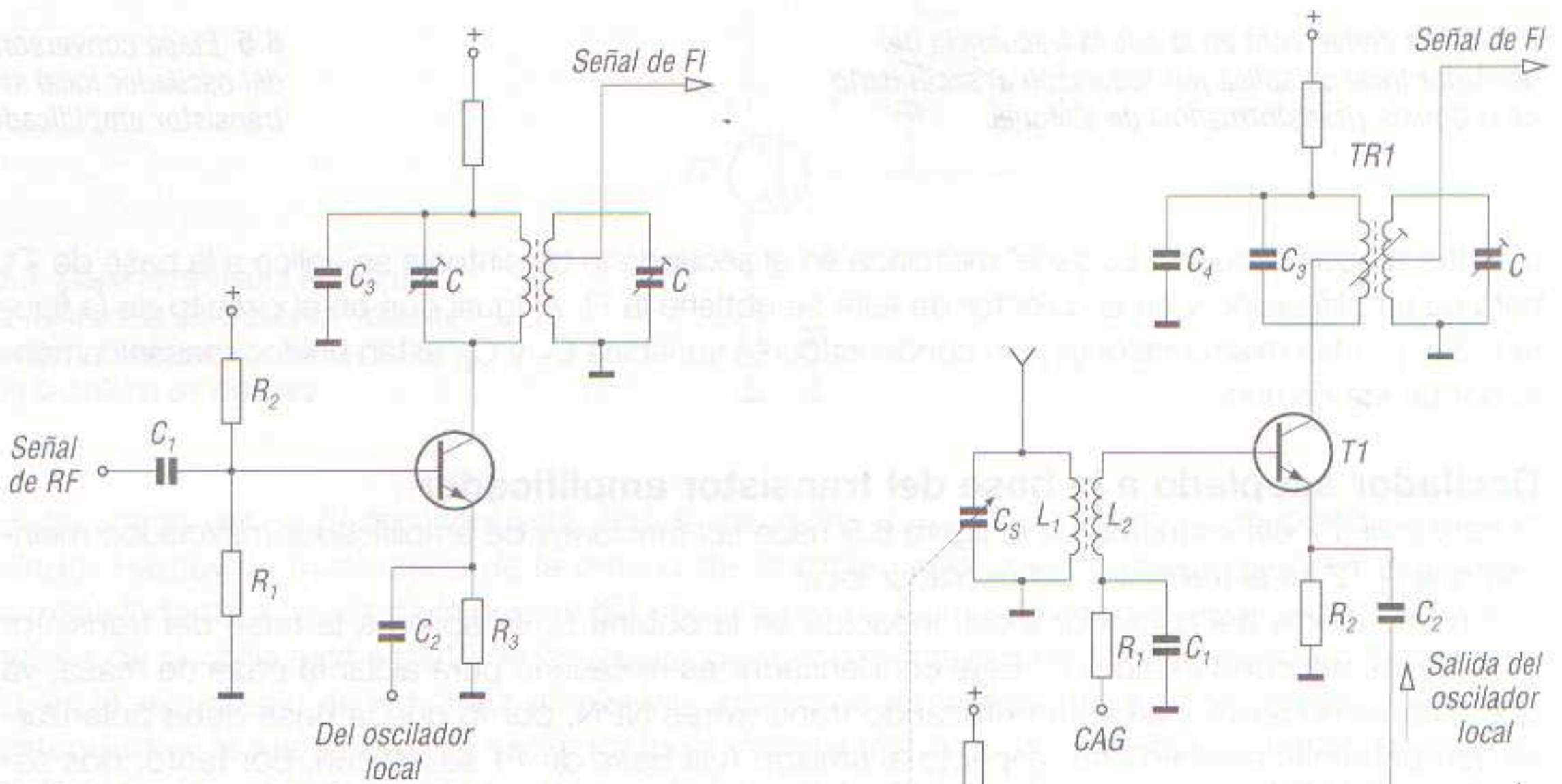
Esta forma de acoplamiento es la más utilizada en los radorreceptores, razón por la cual le damos una atención especial.

El esquema de la figura 6.6 hace referencia sólo a la parte del mezclador. R_1 y R_2 polarizan la base del transistor y R_3 lo estabiliza. El condensador C_1 deja pasar hacia la base del transistor la señal de RF modulada, sintonizada por el circuito de antena. El transistor, del tipo NPN, sirve como mezclador para las dos señales, la de RF sintonizada y la del oscilador local. La carga del transis-

tor está formada por un circuito resonante LC paralelo con condensador ajustable a la frecuencia de resonancia (FI). R_4 y C_3 forman un filtro que evita que las señales de RF afecten a otras etapas conectadas a la fuente de alimentación. Finalmente, C_2 es el condensador de acoplamiento de la señal generada por el oscilador local al mezclador.

El transistor funciona como amplificador *clase B*. La señal de entrada se aplica, por tanto, a la porción no lineal de la curva característica de salida del transistor. El resultado es una señal deformada a la salida. Esta deformación de la señal no afecta a la fidelidad de la señal de audio. La señal de RF se aplica a la base del transistor, mientras que la del oscilador local se aplica al emisor a través de C_2 . Esta señal procedente del oscilador local se suma a la tensión de emisor del transistor, de forma que durante los semiciclos negativos el transistor conduce y durante los positivos queda bloqueado, es decir, que la tensión rectificada que se produce en el emisor hace que el mezclador funcione en forma no lineal, cerca del punto de funcionamiento en clase B. La corriente de colector varía tanto con la señal de radiofrecuencia como con la del oscilador local, ya que ambas tensiones producen variaciones en la unión base-emisor. El resultado de todo ello es la generación de frecuencias iguales a la suma y diferencia entre la señal de radiofrecuencia de entrada y la señal del oscilador local. Si en el circuito de colector se dispone un filtro LC paralelo, sintonizado a 455 kHz (figura 6.6), sólo esta frecuencia se acopla a la etapa siguiente.

En la figura 6.7 se puede ver el esquema completo de una etapa convertora muy utilizada en receptores de radio, que consta de un transistor $T1$ (como mezclador) y un transistor $T2$ en el oscilador local. Pertenece, por tanto, al grupo de las etapas convertoras con oscilador local independiente. El sintonizador está conectado directamente a la base del transistor mezclador $T1$; se trata de una disposición típica en la mayoría de los pequeños aparatos de radio transistorizados, en los que no se dispone de una etapa amplificadora de RF previa. La polarización de la base de $T1$ se lleva a cabo a través de la resistencia R_1 y el secundario de la bobina de antena L_2 .



6.6 Mezclador en el que la señal de RF se aplica a la base del transistor, y la del oscilador local, al emisor.

6.7 Circuito convertor utilizando dos transistores, uno en el oscilador local y el otro como mezclador.

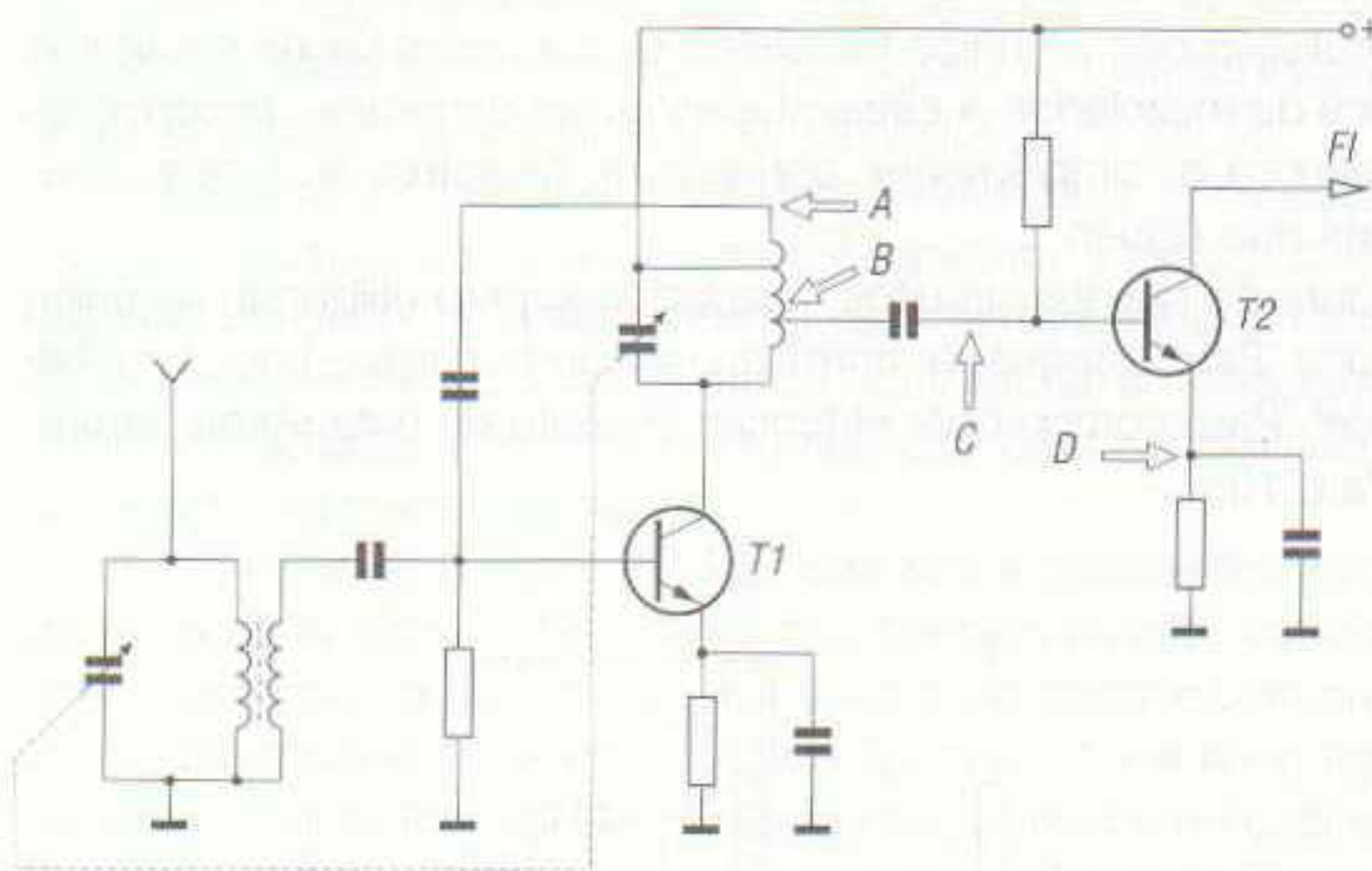
La tensión de polarización de base no se obtiene del positivo de la fuente de alimentación, sino de un circuito de control automático de ganancia (CAG), cuyo estudio queda fuera de los objetivos de esta obra, pero que, en líneas generales, se puede decir que con él se obtiene una tensión continua variable, según la intensidad de la señal captada por el receptor, que se aplica a la base de las etapas de radiofrecuencia y de FI, permitiendo modificar la ganancia de éstas para que los circuitos disminuyan su amplificación cuando la señal es fuerte y la aumenten cuando es débil, con lo que todas las emisoras se reciben en el altavoz con la misma intensidad.

La salida del mezclador se aplica a un filtro de frecuencia intermedia sintonizado a la señal de FI elegida, por ejemplo 470 kHz. C_3 tiene, en este filtro, un valor fijo, pues el ajuste se realiza actuando sobre el núcleo de ferrita del transformador $TR1$ de RF. R_4 y C_4 forman un filtro de paso alto que evita que las señales de RF interfieran en las polarizaciones de otras etapas del receptor.

En el oscilador local $TR2$ se acopla la energía del colector del transistor $T2$ al circuito base-emisor del mismo transistor. La señal de salida del oscilador local se acopla a la etapa mezcladora a través del condensador C_2 . Los condensadores variables C_S y C_O están mecánicamente unidos por su eje. Cuando se gira el eje del condensador de sintonía, para que entre en resonancia con una emisora determinada, también se acciona el condensador variable del oscilador local, variando la frecuencia de resonancia en igual cantidad. Así se mantiene la diferencia entre ambas frecuencias (FI).

CONVERSOR PRECEDIDO DE AMPLIFICADOR DE RF

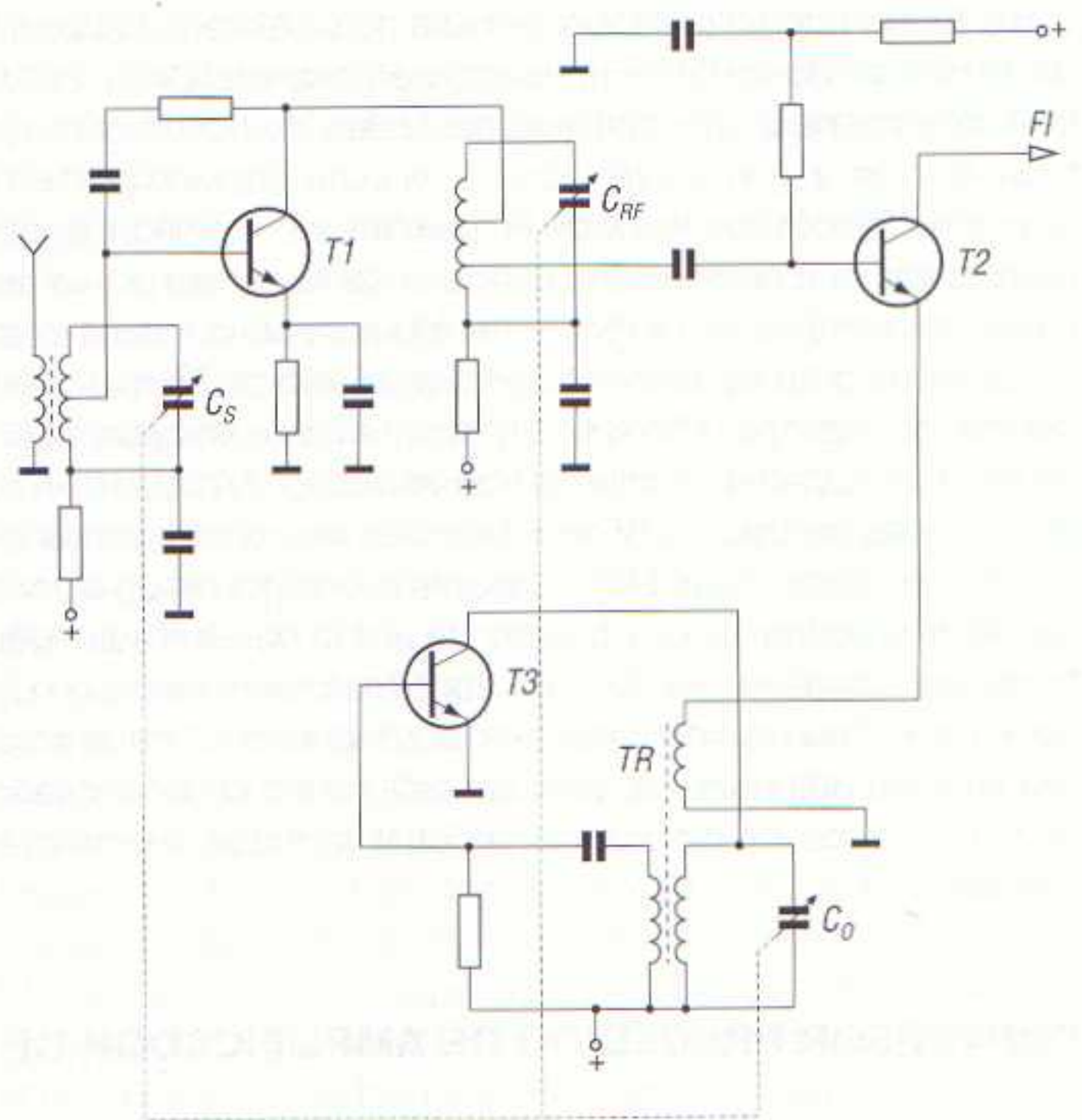
Algunos receptores incorporan una etapa amplificadora de RF para elevar el nivel de la señal sintonizada por el circuito de antena. Esta etapa amplificadora precede a la etapa convertora. En estos casos, la etapa convertora no sufre variación en lo que respecta a los puntos en los que la señal del oscilador local se inyecta al mezclador, puesto que el circuito resonante, a la salida del amplificador de RF, actúa como el circuito de sintonía de antena en los receptores sin amplificador de RF. De lo expuesto se deduce que la señal del oscilador local puede aplicarse a cualquiera de los cuatro puntos que se indican en el esquema de la figura 6.8. En este esquema, $T1$ es el transistor amplificador de radiofrecuencia, y $T2$, el mezclador.



6.8 Puntos donde se puede aplicar la señal del oscilador local para obtener una mezcla con la señal de RF en receptores con etapa amplificadora de RF.

El esquema de la figura 6.9 corresponde a la etapa amplificadora de RF y convertora de un receptor superheterodino. En este circuito el tándem dispone de tres condensadores variables, accionados conjuntamente por el mismo eje. El primer condensador, C_S , es el de sintonía; C_{RF} es el del circuito oscilante a la salida del amplificador de RF, el cual está en resonancia con la frecuencia portadora de la emisora sintonizada, es decir, a la misma frecuencia que la del circuito de antena; el condensador C_O es el condensador variable del oscilador local, el cual ge-

6.9 Etapa convertora, con circuito oscilador local independiente, precedida de una etapa amplificadora de RF.

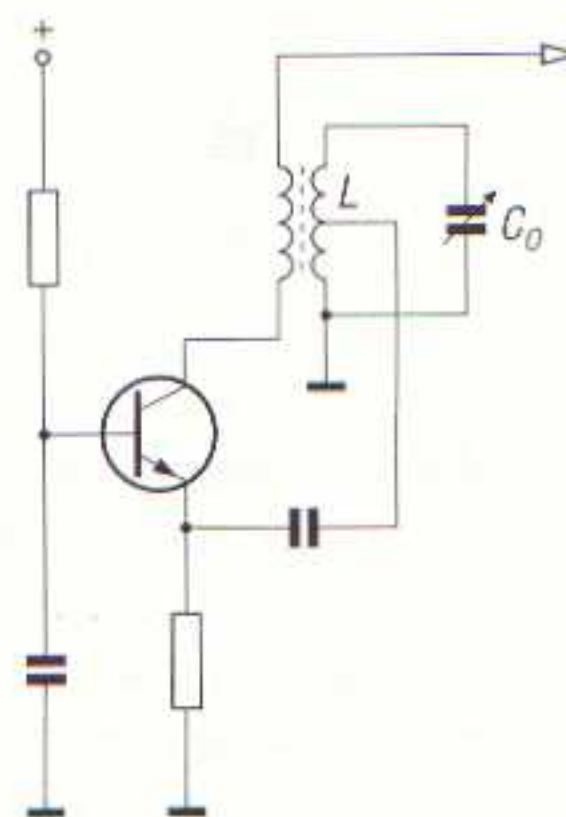


nera siempre una señal de 455 a 470 kHz por encima del valor de la frecuencia sintonizada. La señal del oscilador local es inducida en el secundario del transformador TR y aplicada al emisor del transistor mezclador. El funcionamiento de este circuito es en todo lo demás igual a los ya estudiados.

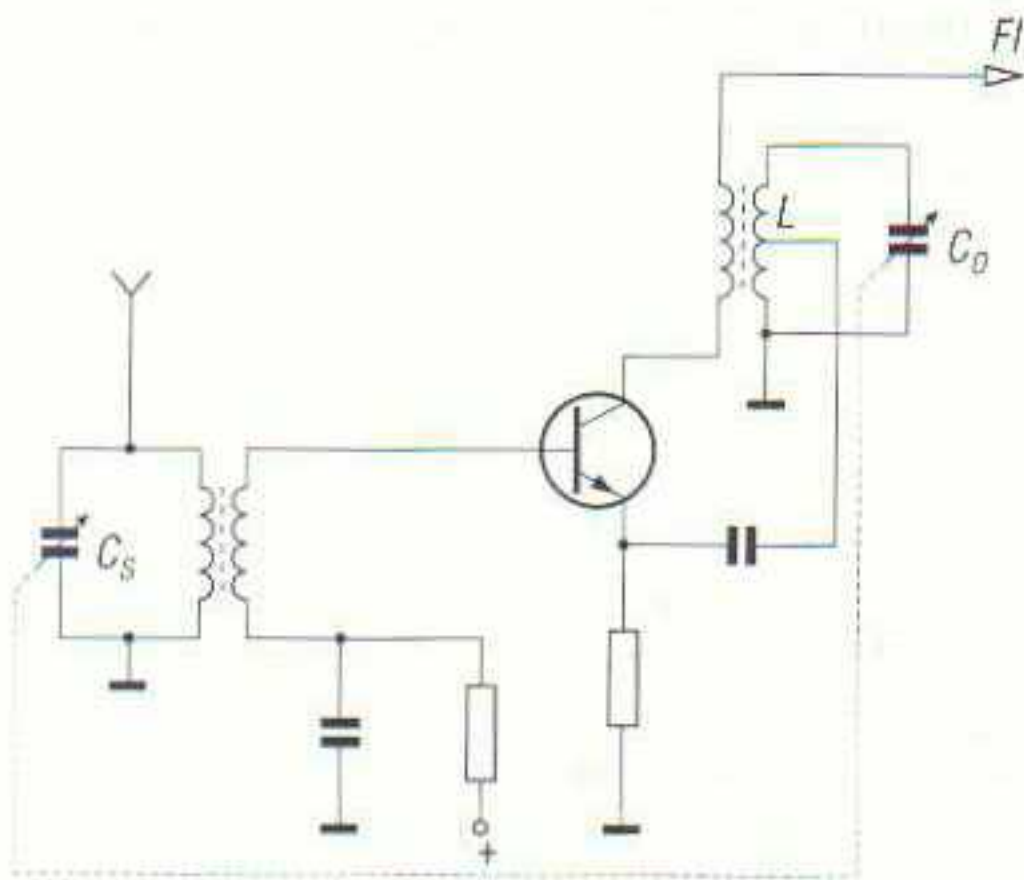
CONVERSION AUTOOSCILADOR

La mayoría de los radioreceptores trabajan con un único transistor, el cual, además de generar la señal del oscilador local, también hace de mezclador. A estas etapas se las denomina *mezcladora-autoosciladora*, *convertora-autoosciladora* o, simplemente, *convertora*. Nosotros la denominaremos de esta última forma en las líneas que siguen.

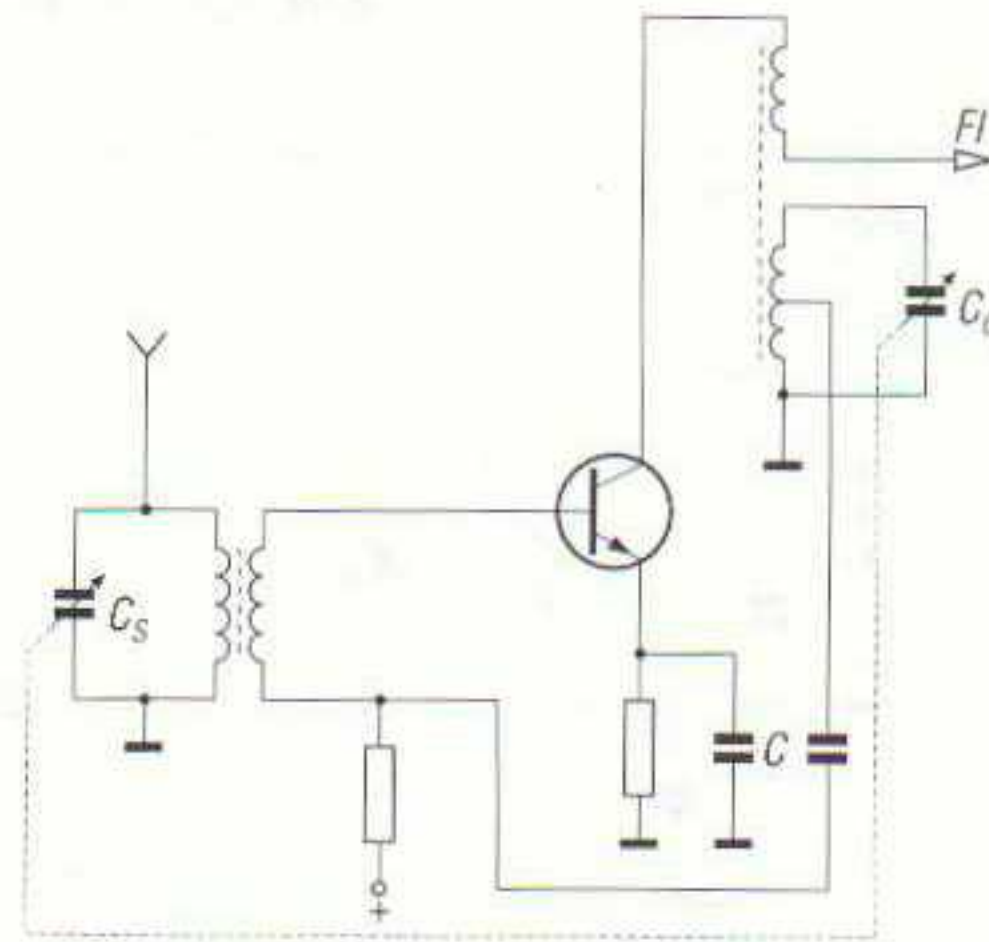
Los convertores hacen la misma función que los circuitos mezcladores, pero utilizando un único dispositivo amplificador en lugar de dos. Este dispositivo, normalmente un transistor, hace la doble función de mezclador y oscilador local. Para comprender el funcionamiento de esta etapa partiremos del circuito oscilador de la figura 6.10.



6.10 Etapa osciladora.



6.11 Etapa conversora autoosciladora.



6.12 Etapa conversora autoosciladora, con la oscilación local aplicada a la base del transistor a través de un condensador.

Este oscilador, una vez activado, oscilará por tiempo indefinido a una frecuencia que depende del valor de la inductancia L y del condensador C_o . Las oscilaciones generadas en el circuito oscilante LC_o quedan aplicadas al emisor del transistor para su amplificación y son realimentadas al circuito oscilante por el devanado del circuito de colector.

Si a la base del transistor del circuito de la figura 6.10 se aplican las oscilaciones procedentes de un sintonizador, tal y como se observa en la figura 6.11, resulta evidente que a dicha base llegan las oscilaciones de la frecuencia de la emisora sintonizada y al emisor, la frecuencia del oscilador local. Como consecuencia de todo ello, en el colector del transistor aparece la mezcla de ambas frecuencias o FI. Se puede aquí afirmar que el transistor cumple la doble función de oscilador local y mezclador.

Existen diversos circuitos conversores utilizados en receptores de radio superheterodinos, entre los cuales existen diferencias tales como el sistema de oscilación o el sistema de acoplamiento al circuito de sintonía. En las líneas que siguen se estudian algunas etapas conversoras autoosciladoras empleadas en los receptores de radio.

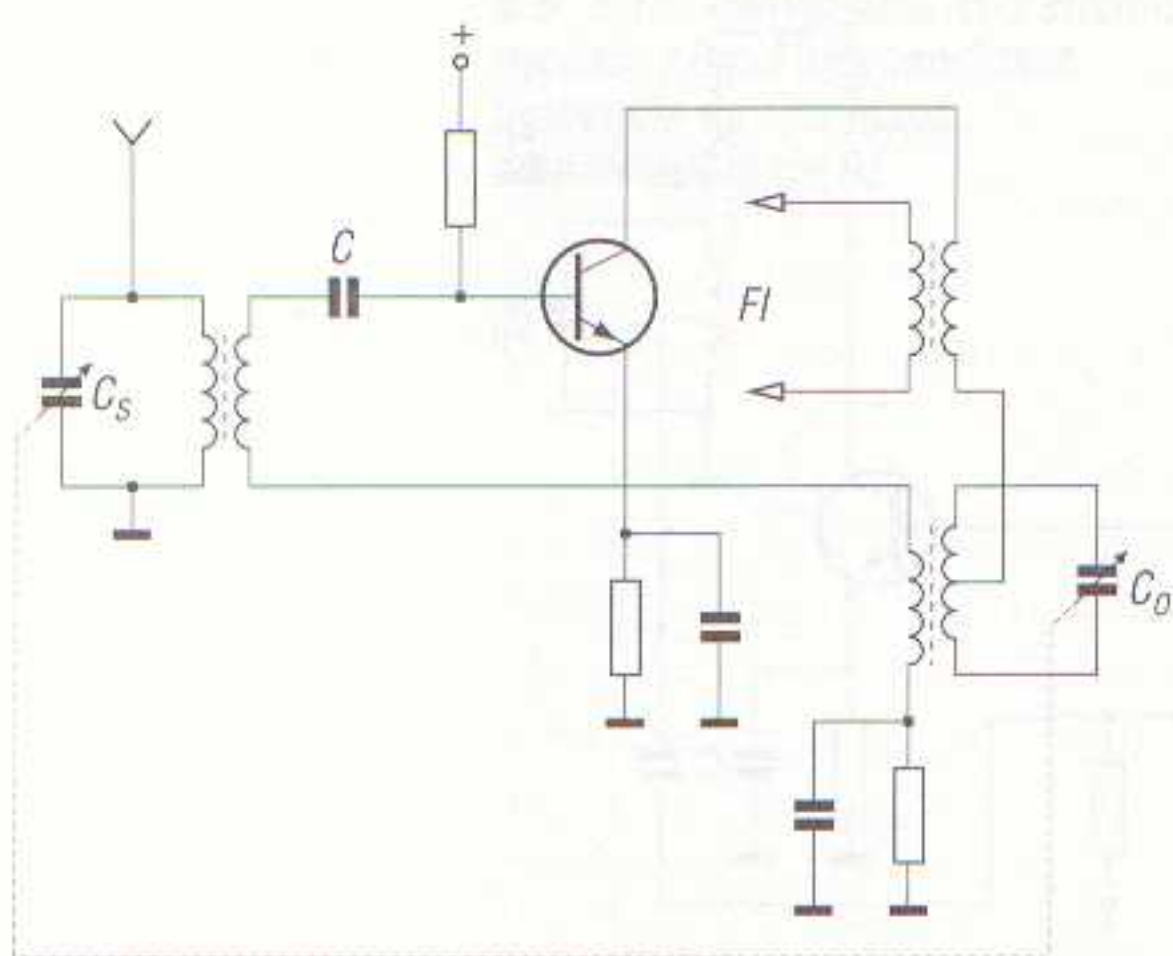
En la figura 6.12 se puede ver el esquema de un conversor autooscilador en el que la señal del oscilador local se aplica a la base del transistor a través del condensador C . De esta forma, a la base del transistor se aplican dos señales: la del oscilador local y la del sintonizador. En el colector se obtiene la FI. Se trata de un circuito muy simple en comparación con los que utilizan etapa mezcladora y oscilador local independientes. Como es normal, los condensadores variables C_s y C_o están acoplados mecánicamente.

El esquema de la figura 6.13 es otra etapa conversora autoosciladora, de funcionamiento muy similar al de la figura 6.12, puesto que también en este caso la señal generada en el oscilador se aplica, junto con la de sintonía, a la base del transistor para su mezcla.

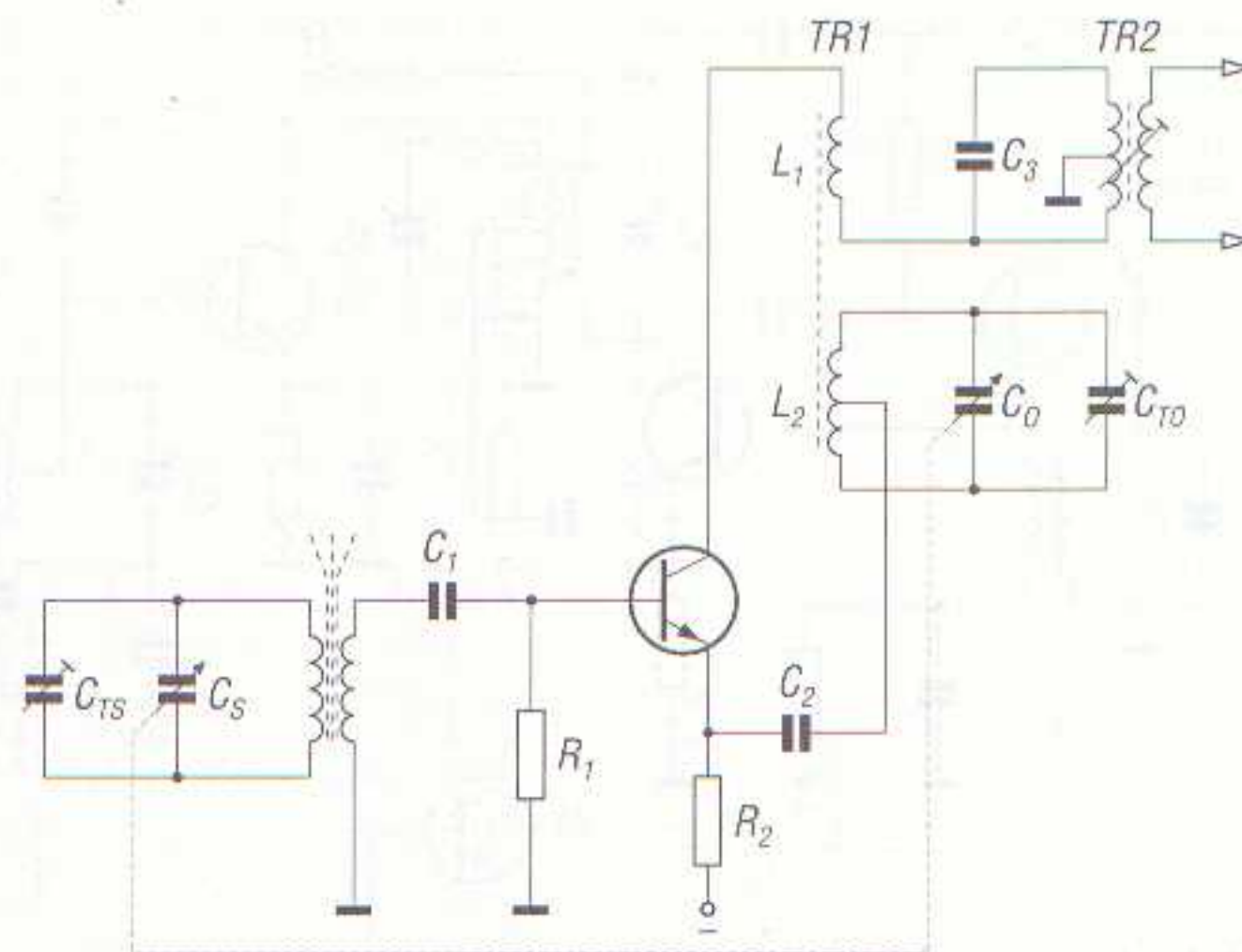
La diferencia entre el circuito de la figura 6.13 y el de la figura 6.12 estriba en que la señal del oscilador local se toma de un devanado secundario en el cual se induce la señal. El condensador C , en el circuito de la figura 6.13, deja pasar las señales de RF hacia la base del transistor y aísla, a su vez, a ésta de la componente continua.

El circuito de la figura 6.14 es un conversor autooscilador transistorizado, con la señal del oscilador local aplicada al emisor del transistor a través del condensador C_2 . Se trata del circuito más utilizado en los radioreceptores.

En dicho circuito la antena es de ferrita y es sintonizada por medio del condensador variable C_s . El condensador C_{TS} es un *trimmer* para el ajuste de la banda cubierta por el circuito resonante. La energía de RF captada por el circuito de la antena se aplica a la base del transistor conversor a través de la capacidad C_1 . La resistencia R_1 es la de polarización de la base. L_1 es el primario del



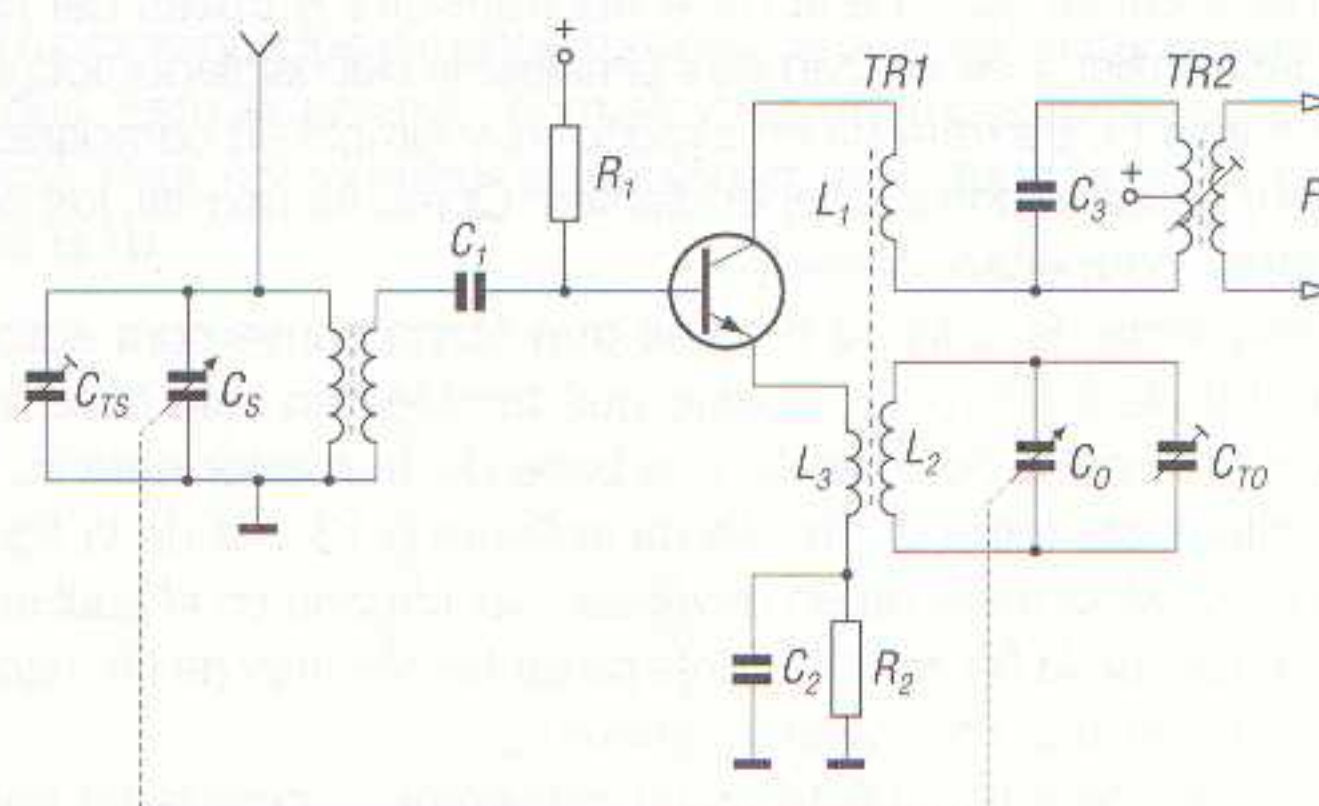
6.13 Etapa convertora autoosciladora, con la oscilación local aplicada a la base del transistor por inducción.



6.14 Etapa convertora autoosciladora, con la oscilación local aplicada al emisor del transistor a través de un condensador.

transformador $TR1$, que forma parte del oscilador local y, a su vez, es la carga del transistor. Las variaciones de tensión de colector se aplican a la inductancia L_1 , la cual induce una tensión en el devanado L_2 , que es parte del circuito oscilante del oscilador local. Este circuito está formado por la inductancia L_2 y las capacidades C_0 y C_{TO} , siendo C_0 el condensador variable para el ajuste de la frecuencia del oscilador local (según la frecuencia de la señal captada por el sintonizador) y C_{TO} el *trimmer* para el ajuste del alineamiento del circuito oscilante, de forma que éste siga correctamente la gama de frecuencias que se desee.

Las oscilaciones generadas en el circuito oscilante L_2C_0 de la figura 6.14 se aplican, a través de C_2 , al emisor del transistor. Como consecuencia, el transistor funciona no sólo como oscilador, sino también como mezclador no lineal, produciendo tanto la suma como la diferencia entre las dos frecuencias aplicadas. El transformador $TR2$ y el condensador C_3 forman un circuito resonante sintonizado a la FI y, en consecuencia, únicamente la FI puede pasar, a través de él, a la etapa siguiente.

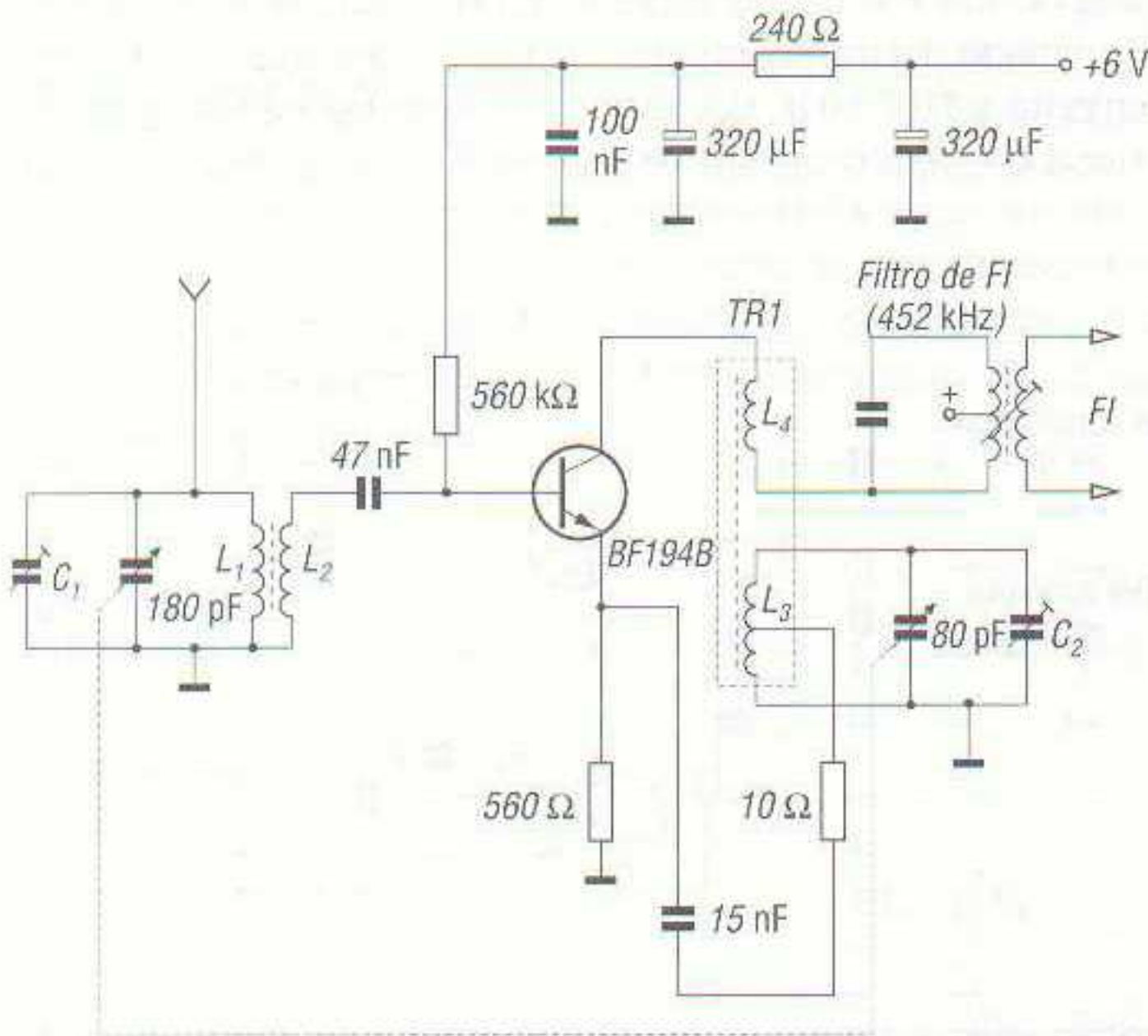


6.15 Etapa convertora autoosciladora, con la oscilación local aplicada al emisor del transistor por inducción.

Para finalizar con el estudio de los diferentes circuitos convertidores-autoosciladores utilizados en los radorreceptores para AM, véase en la figura 6.15 un circuito de esta clase, similar al de la figura 6.14, pero en el que la señal del oscilador local se aplica al emisor por inducción de la bobina osciladora L_2 sobre L_3 .

EJEMPLO DE CONVERSOR TRANSISTORIZADO PARA AM

El esquema de la figura 6.16 corresponde a un circuito conversor transistorizado para receptor de AM.



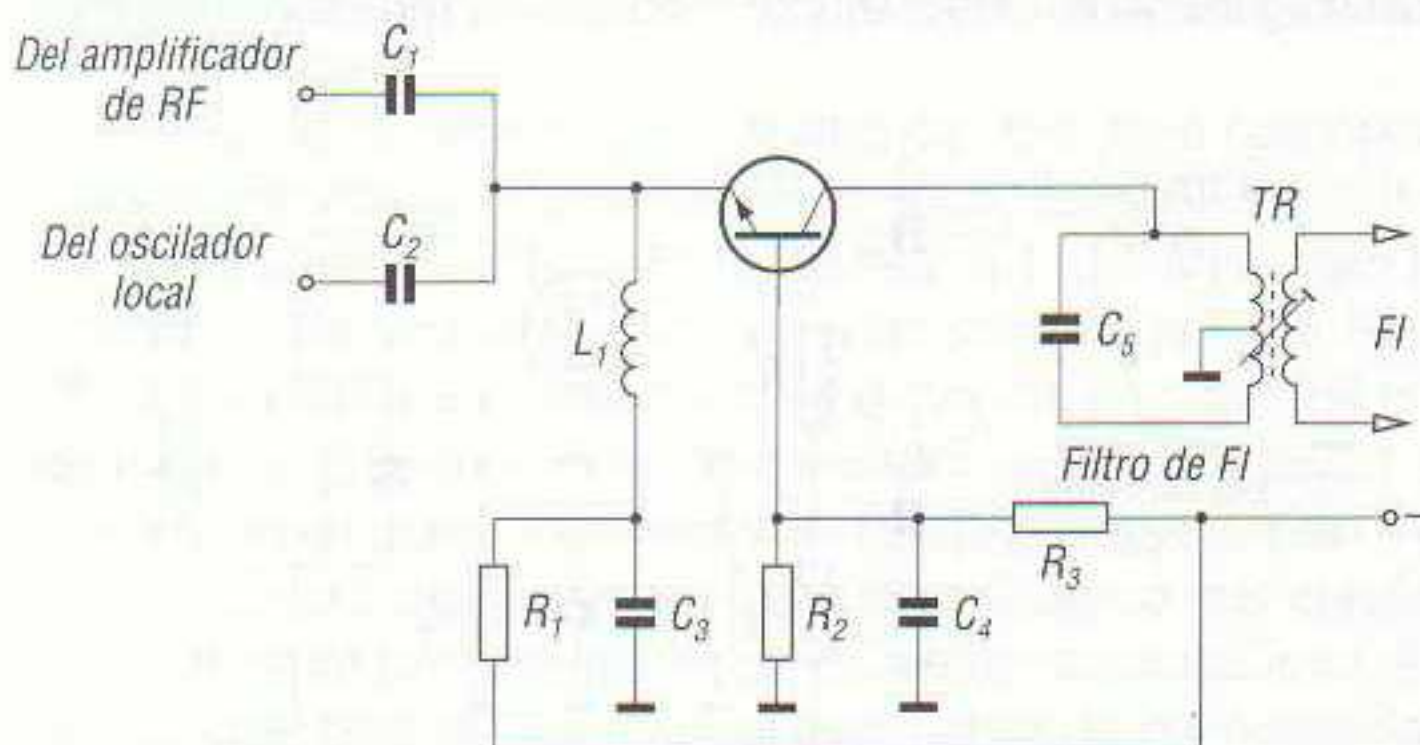
6.16 Circuito conversor transistorizado para receptor de AM.

Se utiliza un transistor BF194B (tipo NPN) como mezclador/oscilador. La bobina de antena L_1 es de $450 \mu\text{H}$ y forma, con el condensador variable de 180 pF y un trimmer C_1 , un circuito resonante para la recepción de las señales de radio de OM. El mezclador es del tipo Hartley autooscilante y trabaja con una corriente de colector de 1 mA . El emisor del transistor está conectado a una toma media de la bobina osciladora L_3 (de $260 \mu\text{H}$) a través de un condensador de 15 nF y una resistencia de 10Ω . Esta resistencia de 10Ω aumenta la máxima señal manejable del paso mezclador, a costa de una disminución de la admitancia de conversión. La FI obtenida con este circuito es de 452 kHz .

MEZCLADOR TRANSISTORIZADO PARA FM

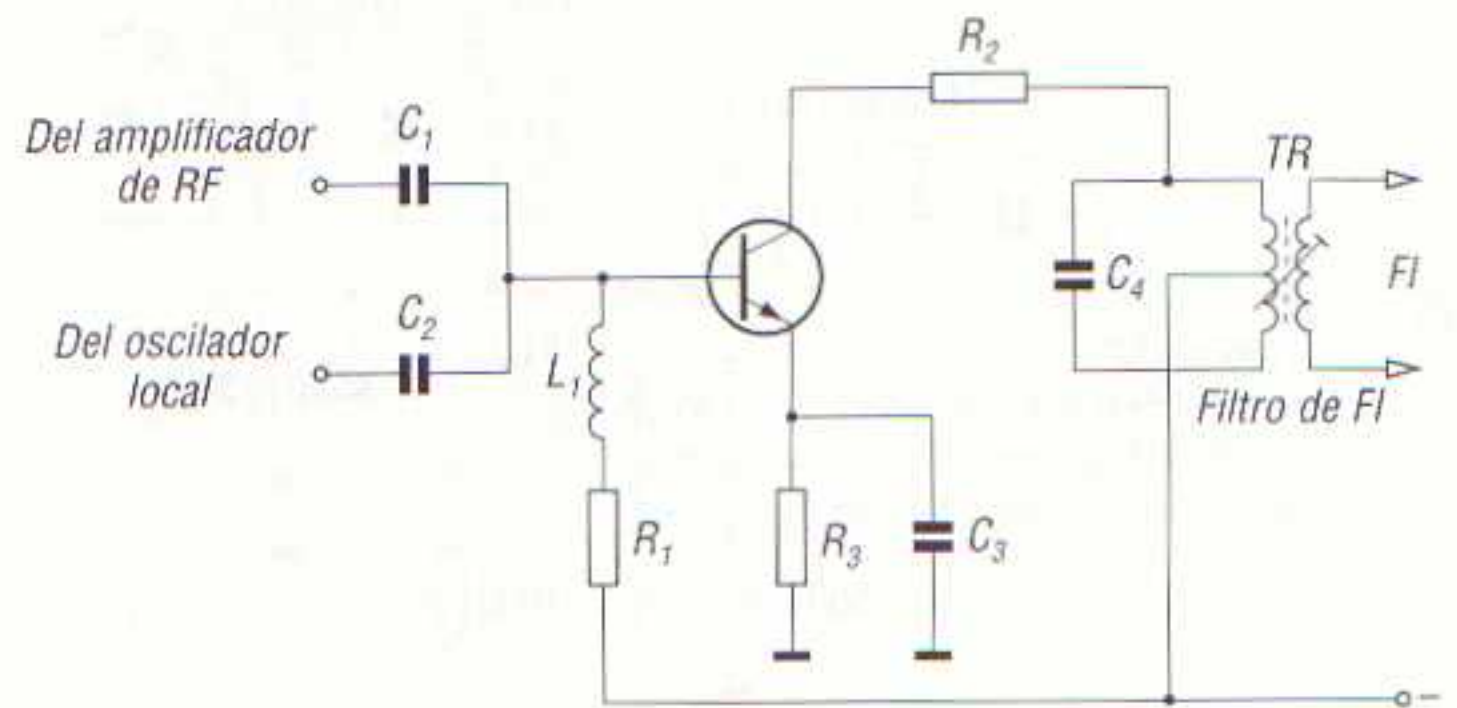
El esquema 6.17 corresponde a un mezclador transistorizado para FM.

La señal de RF se aplica al transistor a través del condensador C_1 y la del oscilador local, a través de C_2 . L_1 es la carga para la señal de entrada, puesto que opone una gran reactancia al paso



6.17 Mezclador para FM, con transistor montado en conexión base común.

de las señales de RF. La polarización de base para el mezclador se consigue mediante el divisor de tensión R_2R_3 . El condensador C_4 se comporta como un cortocircuito para las señales de RF, por lo que la base queda conectada a masa para estas señales gracias a este condensador. El circuito de emisor está polarizado por R_1 y por la resistencia al paso de la corriente continua del devanado de L_1 . Las dos señales de entrada (la de RF sintonizada y la del oscilador local) se mezclan en el transistor, produciendo una FI de 10,7 MHz. El primario del transformador TR y el condensador C_5 forman un filtro pasa bandas sintonizado exactamente a 10,7 MHz, por lo que sólo esta frecuencia, y su ancho de banda correspondiente, pasan hacia la etapa siguiente. El transistor del esquema 6.17 está montado en base común.



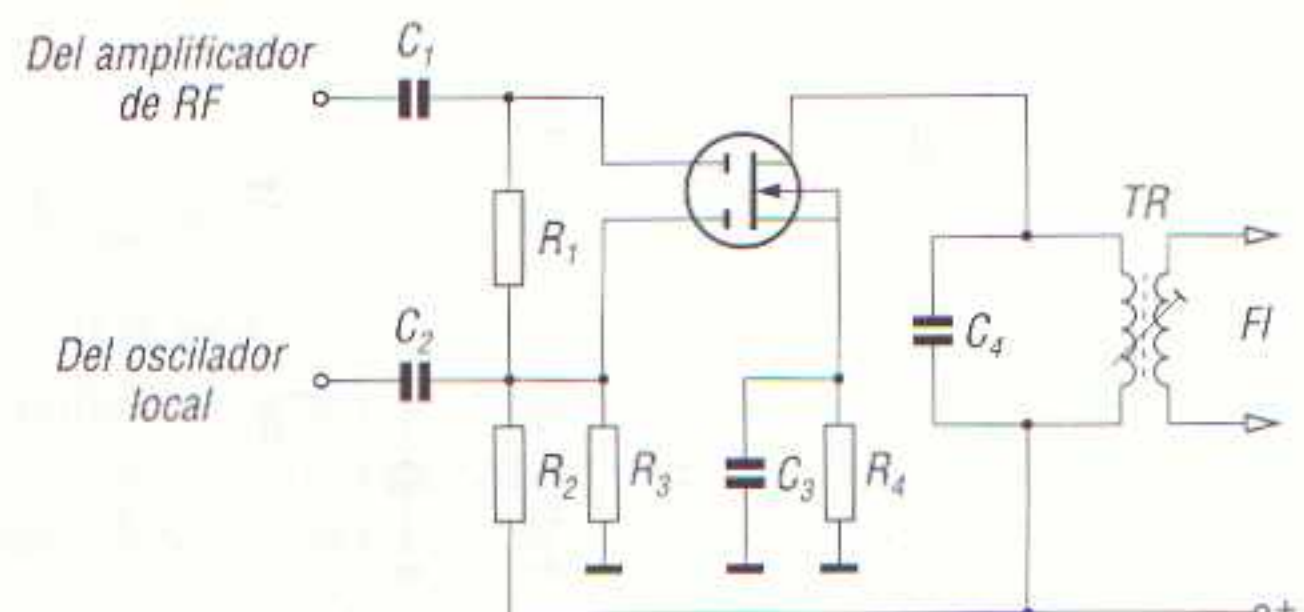
6.18 Mezclador para FM, con transistor montado en conexión emisor común.

Un mezclador con transistor en montaje emisor común es el que se muestra en el esquema de la figura 6.18. Se trata de un circuito muy utilizado en los receptores de FM, en el que las señales de RF y las del oscilador local se aplican a la base del transistor, cuya polarización viene dada por las resistencias R_1 , R_2 y R_3 y por la parte resistiva de la inductancia L_1 . Para la estabilización de la temperatura se utiliza la resistencia R_3 . El condensador C_4 presenta una reactancia muy baja a las señales de RF, por lo que para estas frecuencias se comporta como un cortocircuito y, por lo tanto, el emisor del transistor queda conectado a masa para las altas frecuencias. La señal de salida, mezcla de las dos señales de entrada, se obtiene en el colector del transistor, siendo su valor de 10,7 MHz. El primario del transformador TR , junto con el condensador C_5 , debe estar sintonizado a la FI de 10,7 MHz.

MEZCLADOR CON FET PARA FM

La figura 6.19 es el esquema de un mezclador para radioreceptores de FM en el que se utiliza un transistor MOS de efecto de campo de doble puerta.

En este circuito las dos puertas del transistor controlan el paso de corriente a través del mismo. Así, si la señal de RF se aplica a una puerta y la del oscilador local a la otra, lógicamente el paso de corriente viene dado por la acción simultánea de cada puerta en cada instante. Para obtener la máxima ganancia ambas puertas se polarizan ligeramente positivas por medio de la red de polarización

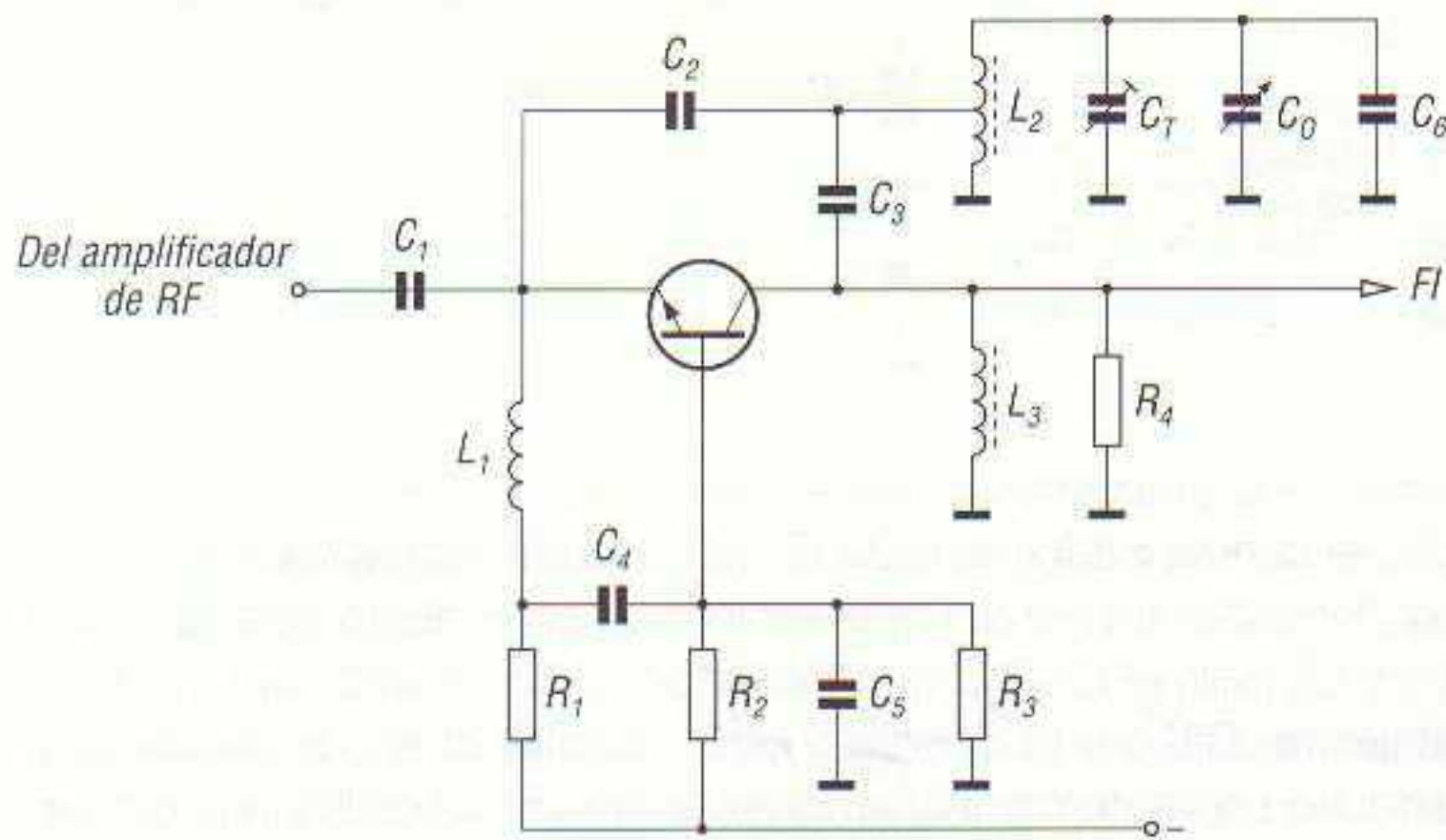


6.19 Mezclador para FM, con FET de doble puerta.

formada por R_2 y R_3 . La resistencia R_1 proporciona aislamiento entre las dos puertas. El condensador C_3 conecta a masa el surtidor para las señales de RF. La señal de salida se obtiene en el drenador y se aplica al primario del transformador de salida TR , el cual, junto con C_4 , forma un filtro pasa bandas sintonizado a la FI de 10,7 MHz.

CONVERSOR PARA FM

En los receptores de FM la etapa conversora suele ser *mezcladora-autoosciladora*, ya que las etapas conversoras con mezclador y oscilador local independiente son muy poco utilizadas, por no existir compensación entre la complejidad del circuito y el aumento de rendimiento del mismo. Al trabajar con frecuencias de 100 MHz o superiores, la conexión más adecuada del transistor es en base común (figura 6.20).



6.20 Etapa conversora autoosciladora para FM.

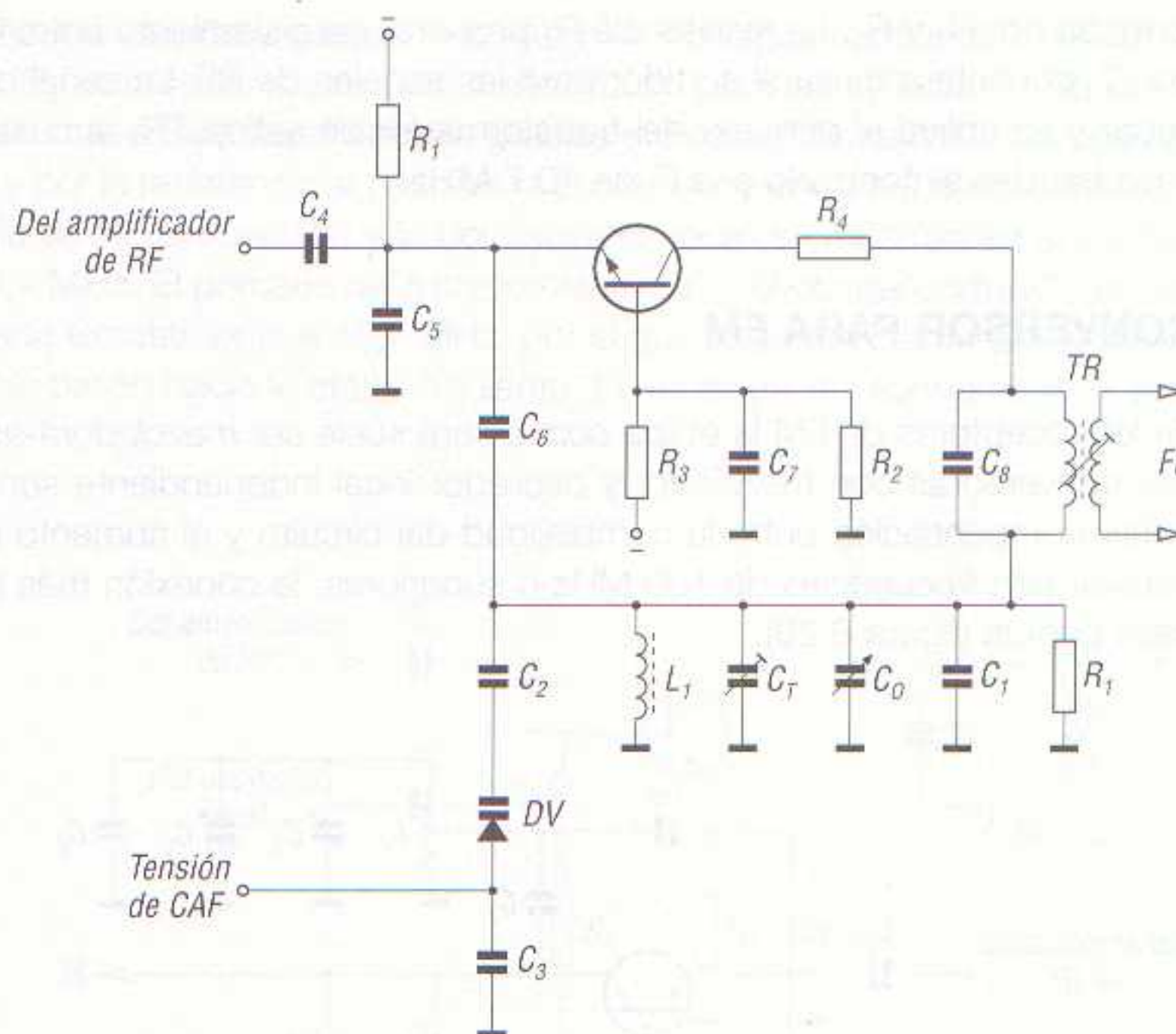
Para obtener la señal del oscilador local se recurre a una realimentación entre colector y emisor. Esta oscilación se mezcla en el transistor con la señal de RF aplicada al emisor. El acoplamiento entre colector y emisor, para provocar la realimentación positiva, se hace mediante capacidad, tal y como se muestra en el esquema de la figura 6.20. L_2 es la bobina osciladora, con toma media que se conecta al emisor y al colector a través de los condensadores de baja capacidad C_2 y C_3 . La frecuencia de oscilación depende de la apertura del condensador variable C_0 , el cual, aunque no se muestre en la figura, forma parte de un tándem con el condensador variable de sintonía. El valor de la frecuencia de oscilación ha de ser igual al de la frecuencia de RF sintonizada por el circuito de antena más 10,7 MHz, ya que la mezcla de ambas frecuencias en el transistor ha de proporcionar la FI de 10,7 MHz adoptada en los receptores de FM. A la entrada de la etapa conversora, es decir, en el acoplamiento entre el amplificador de RF y el conversor, se dispone una inductancia L_1 en derivación. Esta inductancia cortocircuita las señales de FI que pudieran introducirse en el emisor del transistor debido a las capacidades parásitas presentes en el circuito.

De hecho, la bobina L_1 es un filtro de paso bajo que opone una gran reactancia tanto a las señales de RF como a las del oscilador local, las cuales son de valores muy altos (del orden de 88 a 108 MHz para la señal de RF y de 98,7 a 118,7 MHz para las del oscilador local), ofreciendo, sin embargo, una oposición pequeña a las señales de FI de 10,7 MHz.

La frecuencia del oscilador local depende, en parte, de la tensión de alimentación, por lo que si ésta varía el funcionamiento del oscilador se hace inestable. Para evitar esto, la señal del oscilador se toma de un punto intermedio del circuito oscilante, bien mediante una toma intermedia de la bobina osciladora o bien de una toma intermedia de dos condensadores montados en serie.

En la figura 6.21 puede ver un conversor-autooscilador, en el que se utiliza un diodo de capacidad variable para el CAF (control automático de la frecuencia). El circuito oscilante del oscilador lo-

6.21 Etapa convertora autoosciladora para FM, con CAF mediante diodo de capacidad variable.



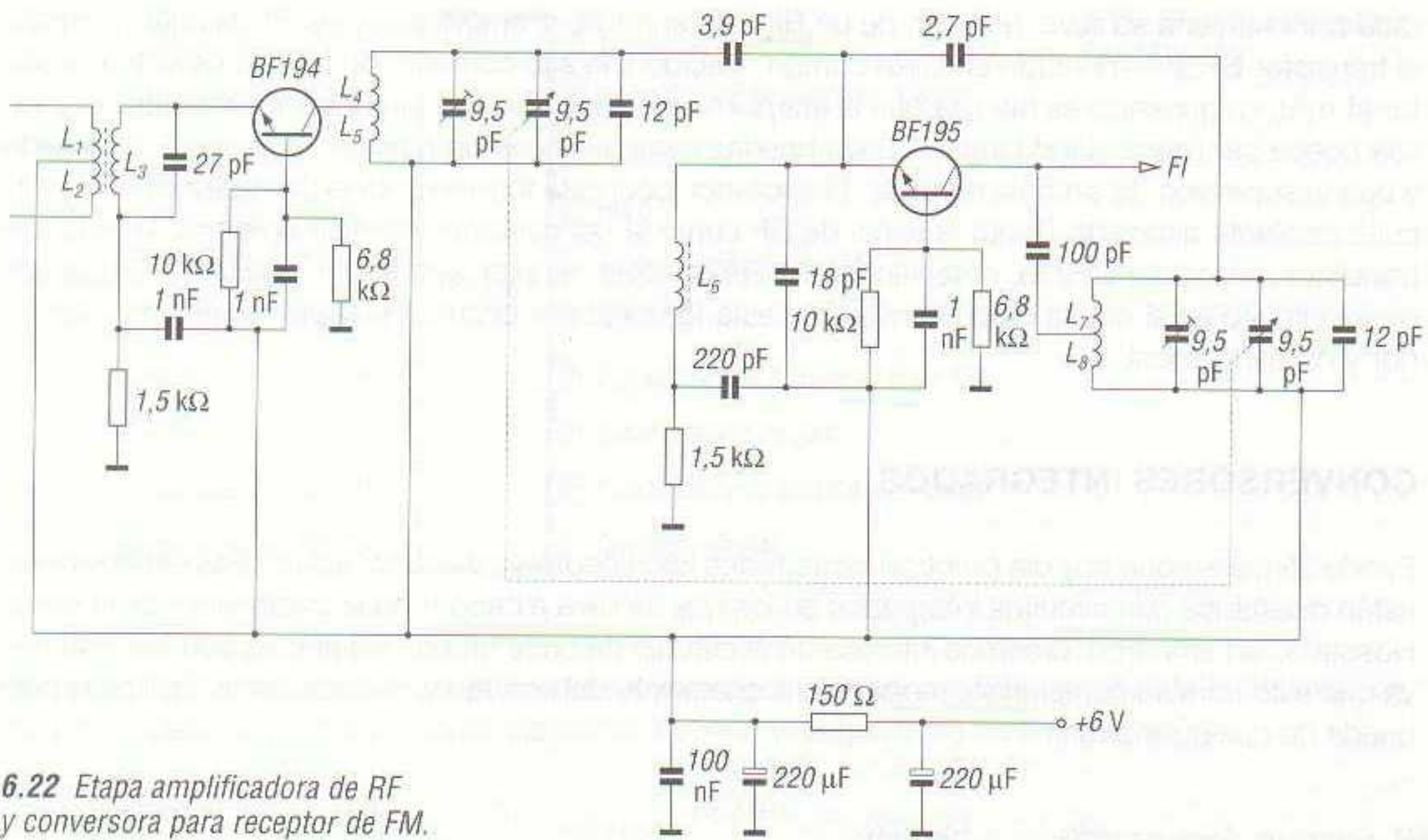
cal está compuesto por la bobina L_1 , el condensador variable C_O (en tándem con el de sintonía), la resistencia R_1 , el trimmer C_T y el condensador adicional C_1 , combinado con el diodo de capacidad variable DV y los condensadores C_2 y C_3 para el CAF. El condensador C_3 es de valor alto, no oponiendo reactancia alguna a las señales de RF, por lo que para estas señales el ánodo de DV está puesto a masa. La frecuencia del circuito oscilante cambia al variar la capacidad de DV , la cual viene dada por la tensión de la línea de CAF. La realimentación del circuito oscilador se obtiene por medio de C_5 y C_6 . El condensador C_7 conecta la base del transistor a masa para las señales de RF. Sin ninguna señal de entrada, el circuito funciona como oscilador y, por lo tanto, ninguna señal está presente en TR , ya que éste está sintonizado a 10,7 MHz. Cuando se aplica una señal de RF al emisor del transistor a través de C_4 , la señal de entrada se mezcla con la del oscilador local, produciendo una diferencia de frecuencias de 10,7 MHz.

EJEMPLOS DE CONVERSORES TRANSISTORIZADOS PARA FM

El esquema de la figura 6.22 corresponde a un sintonizador para FM convencional.

El transistor BF194 trabaja aquí como preamplificador de RF y el BF195, como mezclador-oscilador. Los valores dados al condensador de realimentación (2,7 pF), al de corrección de fase (18 pF) y al conjunto oscilador L_7L_8 hacen que la desviación de frecuencia del oscilador sea mínima (< 20 kHz/V), consiguiéndose un buen funcionamiento con una tensión reducida de la fuente de alimentación. Los datos de las bobinas utilizadas en el circuito son los siguientes:

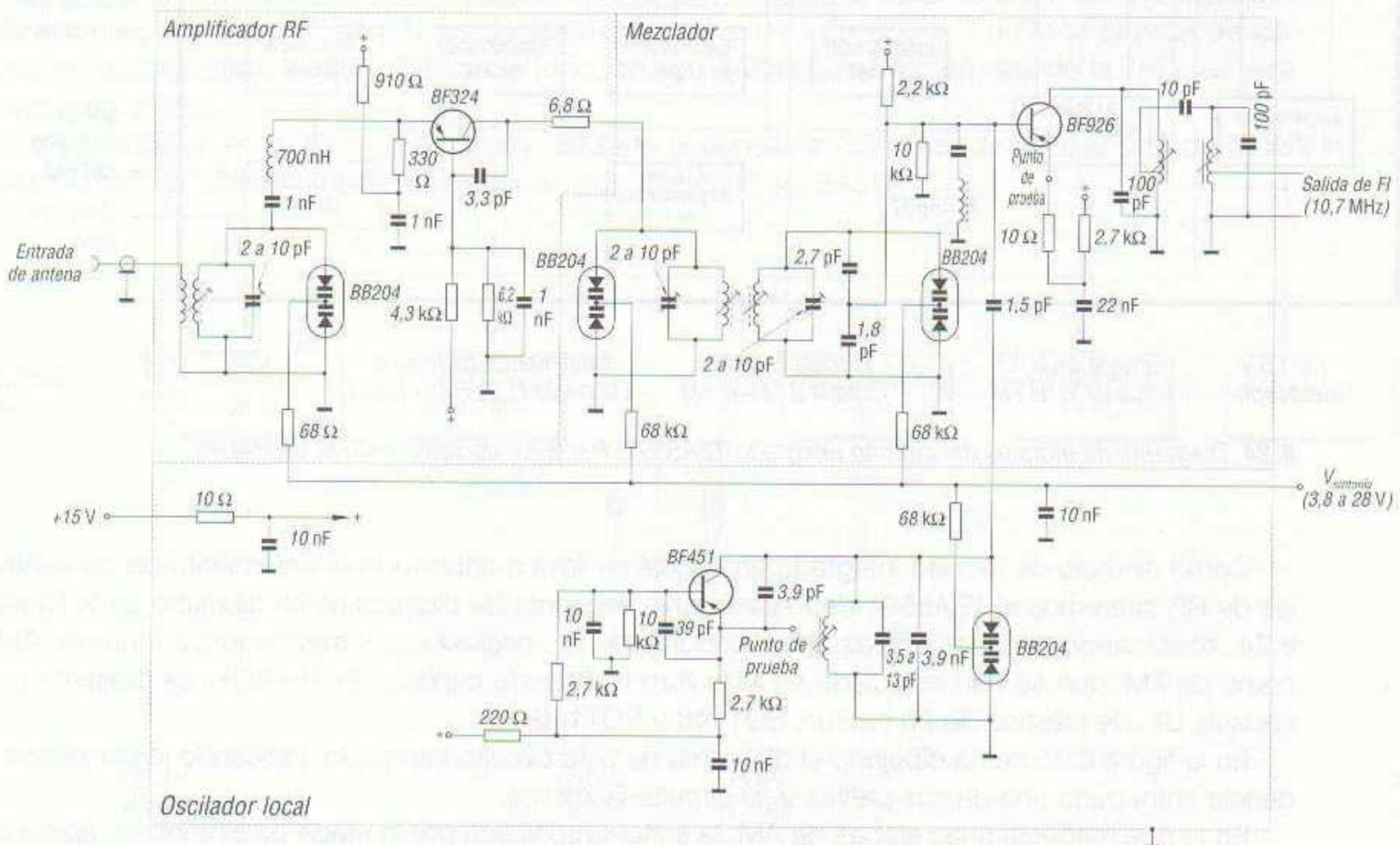
- $L_1, L_2 = 2,5$ espiras cada una, de hilo de cobre esmaltado de 0,22 mm de diámetro, incrustadas en una armadura de ferrita.
- $L_3 = 3$ espiras de hilo de cobre esmaltado, de 0,22 mm de diámetro, incrustadas en la armadura de ferrita de L_1L_2 .
- $L_4, L_5 = 4$ espiras de hilo de cobre esmaltado, de 1 mm de diámetro, bobinado al aire con diámetro interior de 8 mm. En la espira 1,25 se efectúa una toma, con lo cual se forma la bobina L_4 de 1,25 espiras y la L_5 de 2,75 espiras.
- $L_6 = 18$ espiras de hilo de cobre esmaltado de 0,3 mm de diámetro, devanadas sobre un núcleo de ferroxcube tipo K5 12002/4D1.



6.22 Etapa amplificadora de RF y convertora para receptor de FM.

- $L_7, L_8 = 4,5$ espiras de hilo de cobre esmaltado de 1 mm de diámetro, devanado al aire con diámetro interior de 4 mm. En la espira 2,5 se efectúa una toma para obtener L_7 de 2,5 espiras y L_8 de 2 espiras.³

Finalmente, en la figura 6.23 se ha dibujado el esquema de un sintonizador para FM, con sintonía mediante diodos de capacidad variable, que cubre la banda de 87,5 a 100 MHz. La señal cap-

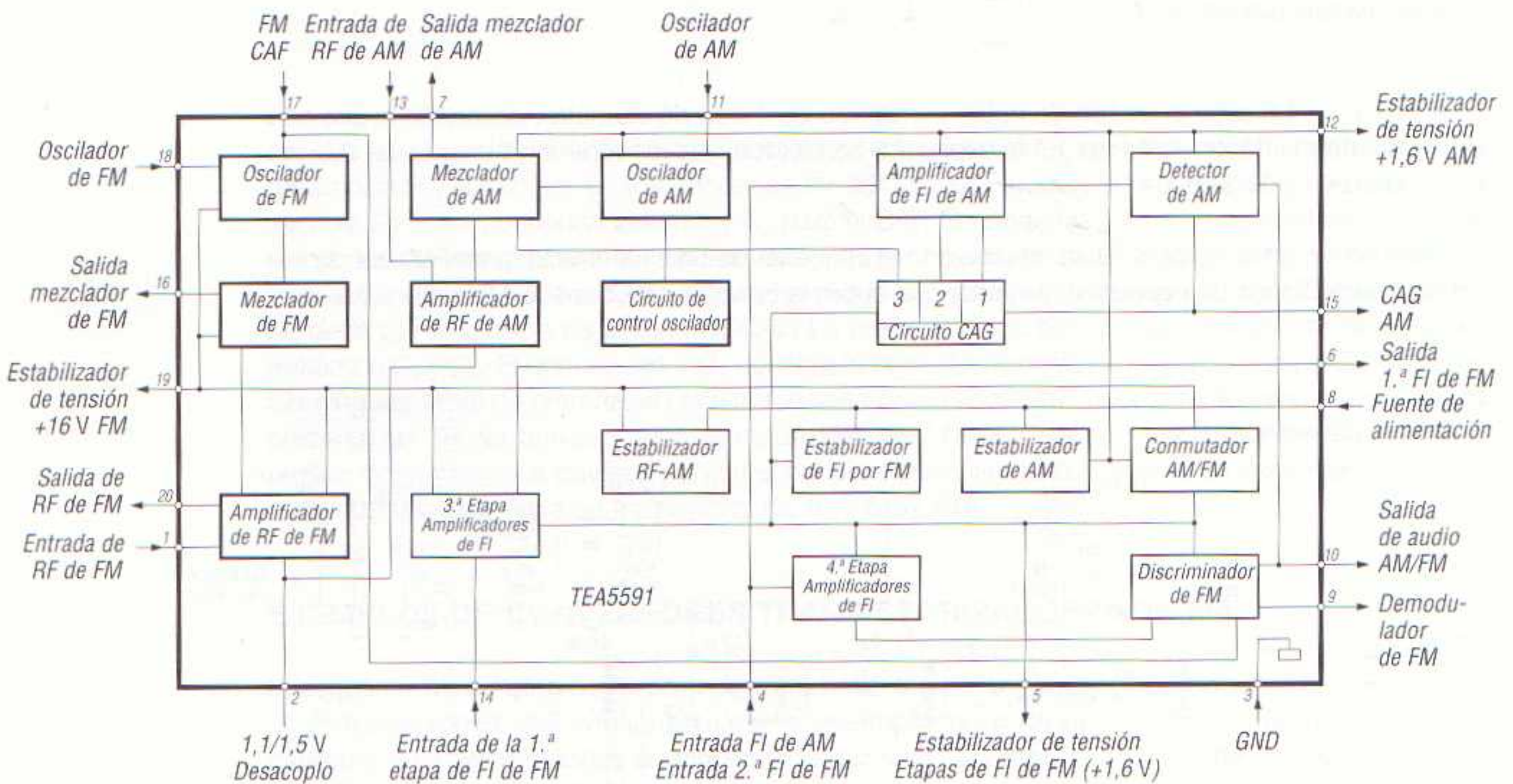


6.23 Sección completa de entrada de un receptor transistorizado para FM, con diodos de capacidad variable.

tada por la antena se lleva, a través de un filtro de entrada, al amplificador de RF, el cual incorpora el transistor BF324, montado en base común. Debido a la alta corriente de trabajo de este transistor (4 mA), su ganancia es tan alta que el acoplamiento a los circuitos sintonizados de entrada y salida puede ser ligero, dando lugar a unas buenas características de manejo de la señal, bajo ruido y buena supresión de sintonía repetida. El oscilador local está formado por el transistor BF451 y circuito oscilante asociado. Tanto la señal de RF como la del oscilador local se aplican a la base del transistor mezclador BF926, obteniéndose en el colector de éste la FI de 10,7 MHz. Se trata pues de un circuito en el que la etapa convertora está formada por circuitos independientes de mezclador y oscilador local.

CONVERSORES INTEGRADOS

Puede afirmarse que hoy día prácticamente todos los receptores de radio, salvo raras excepciones, están diseñados con circuitos integrados en los que se lleva a cabo todo el tratamiento de la señal. Nosotros, sin embargo, creemos interesante el estudio de cada una de las etapas con transistores, ya que esto permite comprender mejor el funcionamiento del aparato y, de esta forma, facilitar la búsqueda de cualquier avería.



6.24 Diagrama de bloques del circuito integrado TEA5591. Receptor de radio AM/FM de PHILIPS.

Como ejemplo de circuito integrado en el cual se lleva a cabo todo el tratamiento de las señales de RF, citaremos el TEA5591 de PHILIPS, cuyo esquema de bloques se ha dibujado en la figura 6.24, destacando en él las etapas amplificadoras de RF, osciladoras y mezcladoras, tanto de AM como de FM, que se han estudiado en este libro hasta este capítulo. El TEA5591 se presenta en cápsula DIL de plástico de 20 patitas, SOT146 y SOT146-1.

En la figura 6.25 se ha dibujado el diagrama de este circuito integrado, indicando la correspondencia entre cada una de sus patitas y su circuitería interna.

En lo que respecta a las etapas de AM, la señal sintonizada por la etapa de sintonía se aplica a un amplificador de RF y de él al mezclador, donde se mezcla con la señal del oscilador local para



6.25 Diagrama de patitas del TEA5591.

obtener la FI. Considerando una señal de entrada de $7,5 \mu\text{V}$, el nivel de la señal de FI alcanza los $130 \mu\text{V}$, es decir, en estas primeras etapas se obtiene una ganancia de tensión de:

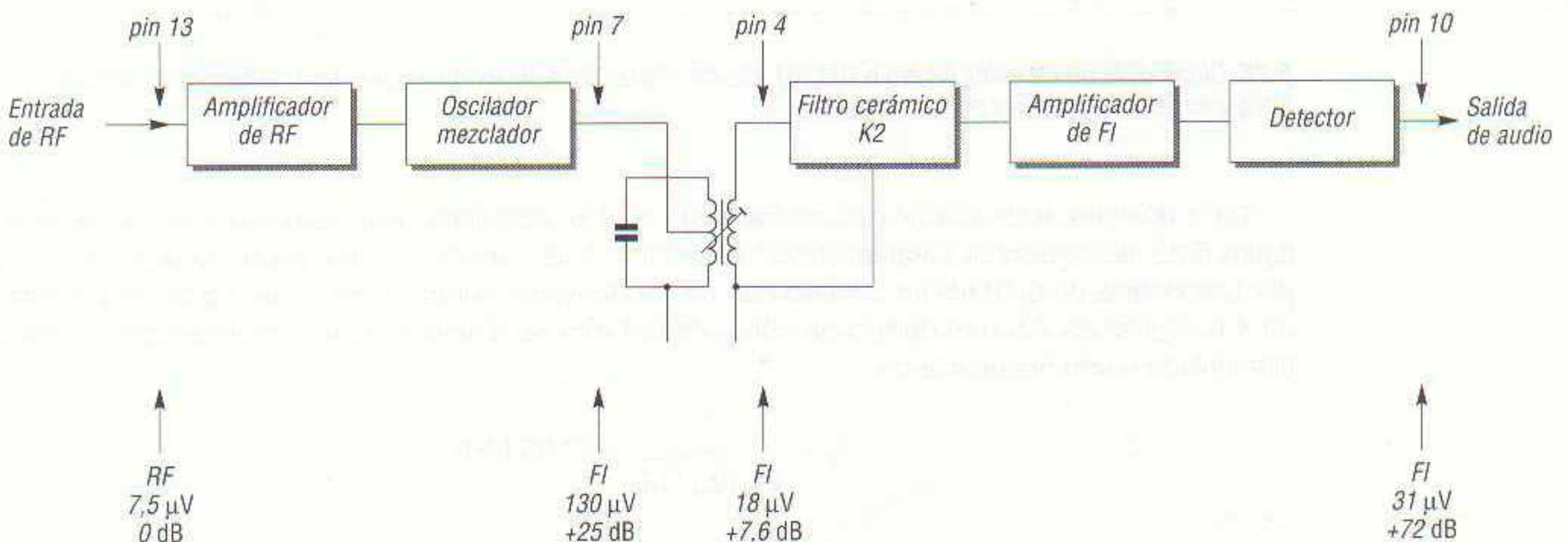
$$G_v = 20 \log \frac{V_{FI}}{V_{RF}} = 20 \log \frac{130 \mu\text{V}}{7,5 \mu\text{V}} = 24,78 \text{ dB} \approx 25 \text{ dB}$$

En el diagrama de bloques de la figura 6.26 se puede ver el proceso que se lleva a cabo en el TEA5591 para las señales de AM, con las ganancias que se obtienen en cada una de ellas.

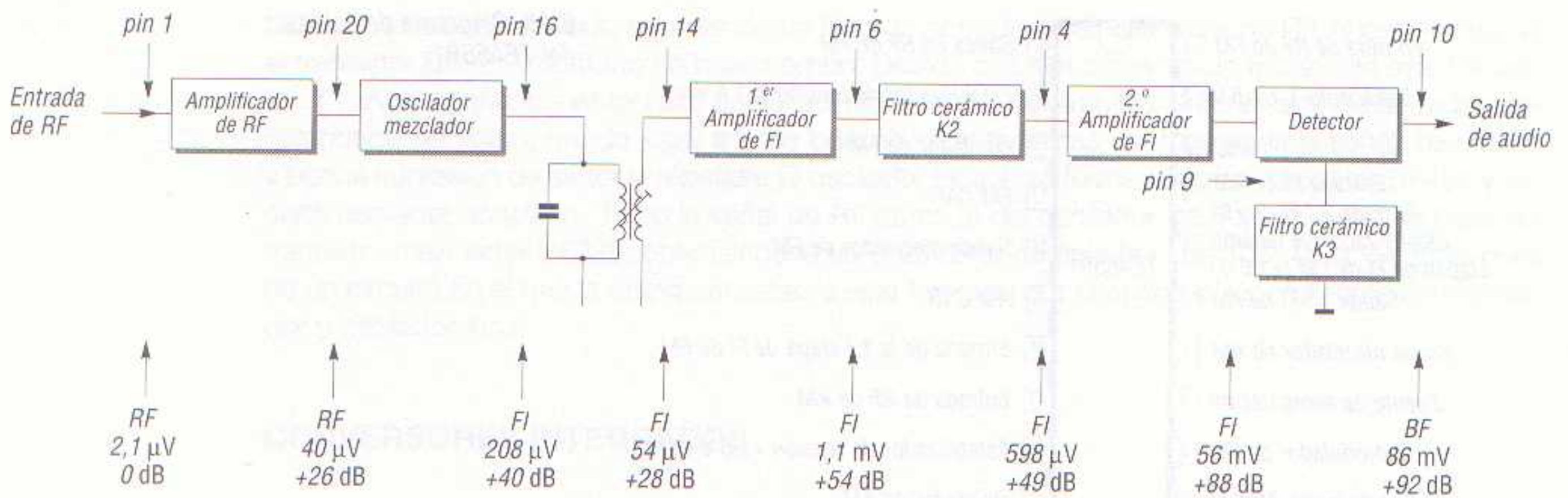
El mismo proceso se lleva a cabo con las señales de FM (figura 6.27), pero en este caso la ganancia de tensión alcanza los 40 dB en el terminal 18 (salida del mezclador de FM).

El TEA5591 puede alimentarse con una fuente de alimentación que proporcione una tensión comprendida entre 1,8 y 15 V, siendo la tensión típica de alimentación la de 3 V. Para una tensión de alimentación de 3 V el consumo de corriente de las etapas de AM es de 14 mA, mientras que las de FM consumen 17 mA. La sensibilidad de RF para AM para obtener una tensión de salida, V_O , de 10 mV es de $3,5 \mu\text{V}$. La tensión nominal de salida de la señal de audio en AM, trabajando con una alimentación de 3 V, es de 50 mV, con una THD del 0,7 %. En FM la tensión de salida de audio alcanza los 90 mV cuando funciona con 3 V de alimentación, siendo la THD, en este caso, del 0,8 %.

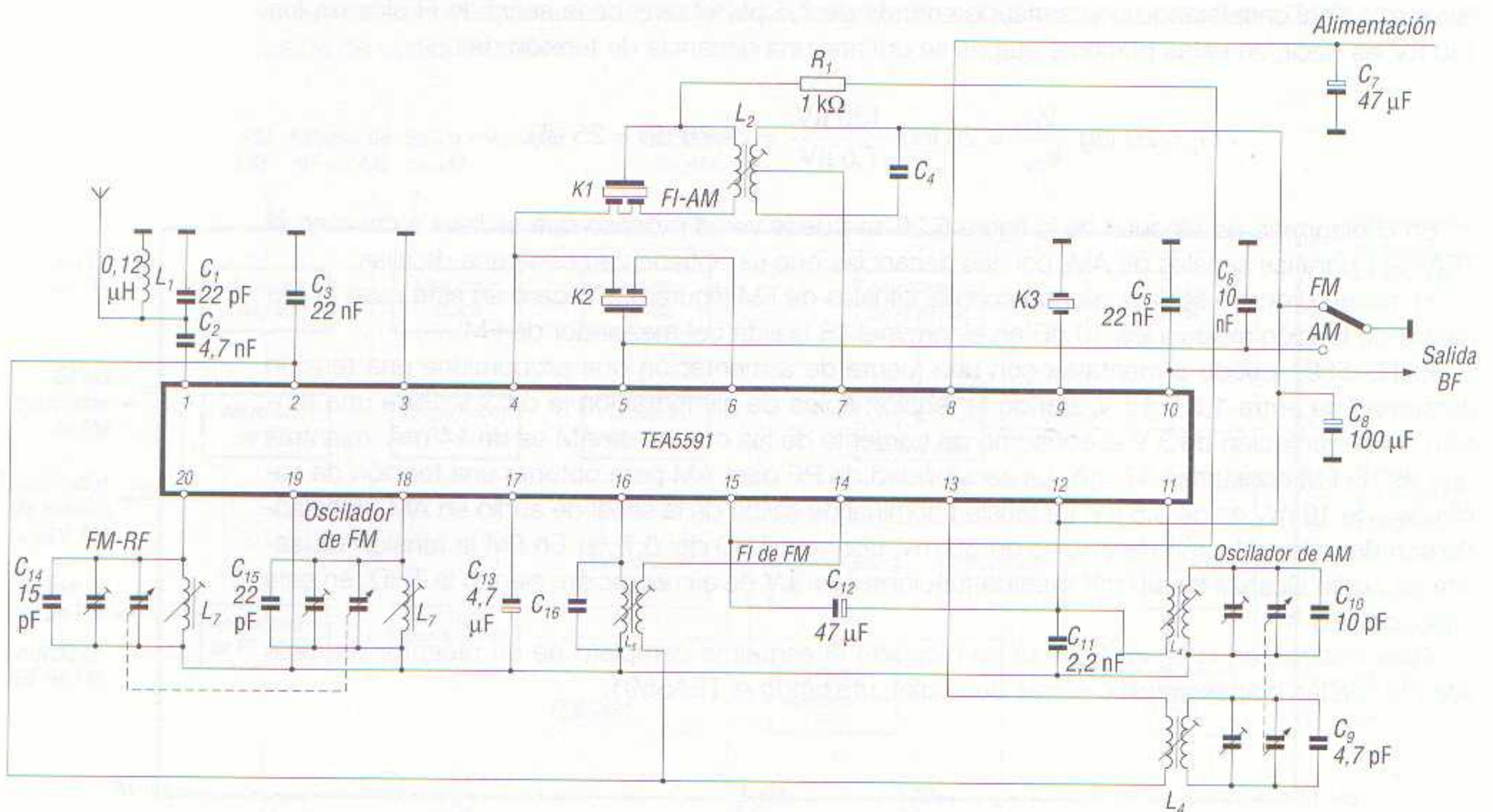
Para finalizar, en la figura 6.28 se ha dibujado el esquema completo de un receptor de radio AM/FM (sin las etapas amplificadoras de audio), utilizando el TEA5591.



6.26 Niveles de la señal de AM obtenidas en el circuito integrado TEA5591.



6.27 Niveles de la señal de FM obtenidas en el circuito integrado TEA5591.



6.28 Circuito de un receptor de radio AM/FM, sin las etapas amplificadoras de potencia, utilizando el circuito integrado TEA5591 de PHILIPS.

En lo referente a las etapas estudiadas hasta aquí en este libro, destacamos del esquema de la figura 6.28 las siguientes características: al terminal 1 se conecta un filtro pasa bandas, formado por una bobina de 0,12 μH en paralelo con un condensador cerámico de 22 pF. La bobina consta de 4,5 espiras de 4,5 mm de hilo de cobre de 0,8 mm de diámetro. Este circuito resonante está sintonizado a una frecuencia de:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_1 C_1}} = 97,95 \text{ MHz}$$

Es decir, a la frecuencia central de la banda II de VHF, que es la banda utilizada por las emisoras comerciales de FM. Dicho circuito resonante posee un ancho de banda suficiente para cubrir toda

la banda II de VHF (de 87 a 110 MHz). Las señales de RF de la banda de FM se introducen en el CI por su terminal 1 a través del condensador cerámico de acoplamiento C_2 , de 4,7 nF. En el circuito integrado son amplificadas en un amplificador de RF (véase diagrama de bloques de la figura 6.24) y se aplican luego al mezclador de FM. Para la sintonización de las emisoras se dispone, en el terminal 20 del CI, un circuito resonante formado por la conexión en paralelo del condensador variable de sintonía (2×20 pF), con su correspondiente *trimmer* y condensador C_{14} (de 15 pF) y una bobina de $0,05 \mu\text{H}$ y núcleo ajustable de ferrita. El número de espiras de esta bobina es de 2,5. Con este circuito se selecciona la portadora de RF de la emisora que se desea sintonizar. Al terminal 18 del CI se conecta el circuito oscilante del oscilador local de FM. Este circuito está formado por la conexión en paralelo de un condensador variable, con su correspondiente *trimmer* y condensador C_{15} (de 22 pF) y una bobina de $0,03 \mu\text{H}$ con núcleo de ferrita ajustable. El número de espiras de esta bobina es de 1,5.

Se puede comprobar que en el esquema de la figura 6.28 los condensadores variables de sintonía y del oscilador local de FM están accionados por un eje común, es decir, están montados en tándem, con el fin de que las frecuencias de resonancia de ambos circuitos se modifiquen al unísono para que la FI se mantenga al valor fijo de 10,7 MHz. Al terminal 17 del CI se conecta un condensador electrolítico, C_{13} , de $4,7 \mu\text{F}$, del cual se obtiene la tensión para el CAF del oscilador local de FM.

En lo que respecta al circuito de sintonía de AM, éste se conecta al terminal 13 del CI (entrada del amplificador de RF de AM), y está formado por un circuito resonante LC paralelo constituido por un transformador de RF, el condensador variable de sintonía, un *trimmer* de ajuste y un condensador cerámico C_9 (de 4,7 pF). El transformador de la etapa de sintonía de AM (L_4 en el esquema de la figura 6.28) está formado por un primario de 105 espiras y un secundario de 10 espiras, con un valor de inductancia de $625 \mu\text{H}$. Ambos enrollamientos se realizan sobre núcleo de ferrita ajustable. El condensador variable de sintonía tiene una capacidad mínima de 82 pF y máxima de 140 pF. La tensión presente en el secundario de L_2 se aplica entre el terminal 13 y el 2 del CI, que, como se puede comprobar en el diagrama de bloques de la figura 6.24, corresponden a la entrada del amplificador de RF de las señales de AM. El circuito oscilante del oscilador local está formado por la conexión en paralelo de un transformador L_3 , un condensador variable, un *trimmer* y un condensador cerámico C_{10} de 10 pF. El transformador está formado por un primario de 86 espiras y un secundario de 11 espiras, hechas con hilo de cobre de 0,07 mm de diámetro, ambos sobre núcleo de ferrita ajustable para obtener una inductancia en el primario de $270 \mu\text{H}$. El condensador variable del oscilador local de AM está montado en tándem con el condensador variable de sintonía de AM, para mantener fija la diferencia de frecuencias y obtener así una FI de valor constante.

Amplificador de FI

INTRODUCCIÓN

Al estudiar la etapa conversora se ha dicho que la FI debe ser, en todo momento, la diferencia entre la frecuencia generada por el oscilador local (f_{OL}) y la frecuencia de la portadora de RF de la emisora sintonizada (f_p). Así, si la frecuencia de la portadora sintonizada es de 700 kHz y la frecuencia del oscilador local es de 1.170 kHz, el valor de la FI es de:

$$f_{FI} = f_{OL} - f_p = 1170 \text{ kHz} - 700 \text{ kHz} = 470 \text{ kHz}$$

La FI puede obtenerse con una frecuencia del oscilador local inferior a la de la frecuencia de la portadora sintonizada, pero esto trae como consecuencia la posibilidad de que aparezca una misma emisora en dos lugares distintos del dial del receptor, así como producir interferencias con otras emisoras, originando la aparición de silbidos. Es por esto que en los receptores superheterodinos la FI siempre es la diferencia entre la frecuencia del oscilador local y la frecuencia de la portadora sintonizada, pero adoptando como frecuencia del oscilador local una de valor superior a la de la portadora (nunca inferior).

El amplificador de FI no es más que un amplificador selectivo de RF cuya finalidad es proporcionar una ganancia invariable, y lo mayor posible, para señales de una frecuencia determinada, cualquiera que sea la señal sintonizada, y modulada con la misma forma que lo está la señal recibida por antena. Además, se tiene que una frecuencia de la portadora modulada tiene un ancho de banda que se establece en 9 kHz; por lo tanto, el amplificador de FI ha de dejar pasar también las frecuencias correspondientes a este ancho de banda, pues en caso contrario se obtiene sólo una señal portadora amplificada (sin contenido alguno de información).

VALORES ADOPTADOS PARA LA FI

Los valores de FI adoptados en los radioreceptores de AM son los de 400, 450, 455, 465, 470 o 472 kHz, y en los radioreceptores de FM, el de 10,7 MHz.

De todos los valores posibles para la FI de los receptores superheterodinos de AM, los más usuales suelen ser los de 455 y 470 kHz, aunque de todos modos cada fabricante puede adoptar el valor de FI que considere más conveniente.

Ventajas de la FI

Antes de entrar en el estudio de los amplificadores de FI debe destacarse las ventajas que aporta la FI en la recepción de señales radioeléctricas, ya que la adopción de este sistema de tratamiento de la señal ha supuesto una mejora tan considerable en la recepción que, desde su invención, todos los receptores comerciales (incluso los más sencillos) se diseñan con este principio de tratamiento de la señal.

Las ventajas de la FI son:

- 1) Los amplificadores de RF pueden amplificar señales sintonizadas en frecuencias más bajas que las que son utilizadas para la emisión. Si el amplificador de RF tuviera que trabajar con

los valores de frecuencia de las portadoras, las pérdidas por capacidad entre los elementos constituyentes del amplificador anularían, en gran parte, la amplificación. Téngase presente que en todo circuito electrónico existen capacidades parásitas (por ejemplo, entre conductores próximos) y que, para un mismo valor de la capacidad, la reactancia que ésta opone al paso de la c.a. es tanto menor cuanto mayor sea la frecuencia aplicada. Trabajar con frecuencias más bajas supone un mejor aislamiento entre los elementos del circuito.

- 2) Una segunda ventaja es la de poder disponer de dos o tres etapas de amplificación, sin elementos manuales de control o ajuste. Así, una vez ajustadas las etapas para que amplifiquen la FI establecida, no hay más que conectarlas para su perfecto funcionamiento.
- 3) Finalmente, cabe destacar la solidez de su construcción, ya que al no tener elementos móviles de ajuste, y no tener que actuar sobre ellos, el riesgo de avería se reduce considerablemente.

ELECCIÓN DEL VALOR DE LA FI

En el apartado anterior se afirma que una de las principales ventajas de los amplificadores de FI es la de poder trabajar con frecuencias inferiores a la de las portadoras sintonizadas, y también se dice, al comienzo de este capítulo, que se adoptan como valores de FI en AM determinadas frecuencias comprendidas entre 400 y 472 kHz. Ahora bien, si se tiene en cuenta que las emisoras de OM moduladas en amplitud cubren la gama de frecuencias comprendida entre unos 500 y 1.600 kHz, cabe preguntarse por qué se adoptan valores de FI tan elevados, algunos de ellos muy próximos a la frecuencia más baja de la OM (470 kHz para la FI frente a los 500 kHz de la frecuencia de la portadora más baja de la OM), sobre todo si, como se ha dicho, el funcionamiento de un amplificador de RF resulta más estable cuanto más bajo sea el valor de la frecuencia que debe amplificar. ¿Por qué no se elige un valor más bajo de FI, por ejemplo, del orden de los 100 kHz? En respuesta a esta pregunta puede decirse que, en los inicios de la adopción del superheterodino, gran cantidad de fabricantes diseñaban sus aparatos para que funcionasen con valores de FI de unos 150 kHz. Sin embargo, estos valores tan bajos tuvieron que ser desechados por dos razones:

- 1) Considerando que la frecuencia imagen difiere de la frecuencia sintonizada en dos veces el valor de la FI, y puesto que el circuito resonante de antena debe atenuar en lo máximo posible la frecuencia imagen respecto a la frecuencia sintonizada, esta emisión es cumplida tanto mejor cuanto más alejadas estén entre sí esas dos frecuencias. Por lo tanto, resulta más conveniente elegir valores de FI relativamente altos.
- 2) Si se elige como FI una frecuencia de 455 kHz, cuando se cierra totalmente el tándem de condensadores variables para sintonizar una emisora que transmita con una frecuencia portadora de 520 kHz, la frecuencia imagen que le corresponde (f_i) tiene un valor:

$$f_i = f_p + 2f_{FI} = 520 \text{ kHz} + 2 \times 455 \text{ kHz} = 1.430 \text{ kHz}$$

y, como consecuencia, si en las cercanías existe una emisora que transmita con una frecuencia de la portadora de 1.430 kHz, esta frecuencia aparece no sólo en la posición que le corresponde en el dial, sino interfiriendo con la señal de 520 kHz cuando se sintonice esta última emisora.

Lo expuesto en el segundo punto puede ocurrir con cualquier emisora que transmita con una frecuencia portadora comprendida entre 1.430 y 1.600 kHz, es decir, que pueden interferir a las emisoras que transmiten con frecuencias comprendidas entre 520 y 690 kHz. A partir de 690 kHz y con una FI de 455 kHz, la frecuencia imagen cae fuera de la gama de frecuencias de la OM.

Volviendo a nuestro ejemplo de interferencias, cabe ahora decir que entre 1.430 y 1.600 kHz pueden coexistir, como máximo, un total de:

$$\frac{1.600 \text{ kHz} - 1.430 \text{ kHz}}{10 \text{ kHz}} = \frac{170 \text{ kHz}}{10 \text{ kHz}} = 17 \text{ emisoras}$$

habida cuenta de que las portadoras han de guardar como mínimo una diferencia de 10 kHz entre ellas.

En teoría, el peligro de interferencia para las frecuencias imagen (dentro de la gama de frecuencias de la OM) queda reducido a 17 emisoras de las 108 que pueden entrar dentro de la gama de la OM. En la práctica, el peligro de interferencia es menor, pues no es normal que 17 emisoras se reciban con tal potencia que aparezcan en el extremo inferior de la banda, además de que en ese extremo de banda quedan muy atenuadas por el circuito resonante de antena.

Veamos ahora que sucede si se elige una FI de 150 kHz. En este caso la frecuencia imagen de una señal de 520 kHz es de:

$$f_i = f_p + 2f_{FI} = 520 \text{ kHz} + 2 \times 150 \text{ kHz} = 820 \text{ kHz}$$

Y la de 1.300 kHz es:

$$f_i = f_p + 2f_{FI} = 1.300 \text{ kHz} + 2 \times 150 \text{ kHz} = 1.600 \text{ kHz}$$

En estas condiciones, todas las señales comprendidas entre 520 y 1.300 kHz pueden ser interferidas por frecuencias imagen situadas dentro de la gama de frecuencias de la OM (entre 820 y 1.600 kHz), lo que supone un total de:

$$\frac{1.600 \text{ kHz} - 820 \text{ kHz}}{10 \text{ kHz}} = \frac{780 \text{ kHz}}{10 \text{ kHz}} = 78 \text{ emisoras}$$

El riesgo de interferencia es, como se ve, mucho mayor, lo cual demuestra que cuanto menor sea el valor de la FI, mayor es el riesgo de interferencia.

Cuando el número de emisoras no era excesivo, el riesgo de interferencia era prácticamente nulo, lo cual justifica, en cierto modo, que en aquella época los fabricantes adoptasen valores de FI muy bajos. Sin embargo, actualmente, debido al elevado número y mayor potencia de las emisoras, el riesgo de interferencia aumenta considerablemente, razón por la cual los fabricantes de radiorreceptores adoptan valores más altos para la FI.

Se descarta, por tanto, la posibilidad de elegir una FI de bajo valor, pero cabe ahora hacerse una segunda pregunta: ¿Por qué se elige como valor máximo de la FI el de 472 kHz y no un valor superior como, por ejemplo, 550 kHz? Indudablemente un valor de 550 kHz haría desaparecer por completo el peligro de interferencia por frecuencia imagen, pues ésta valdría (para el valor más bajo de la OM):

$$f_i = f_p + 2f_{FI} = 520 \text{ kHz} + 2 \times 550 \text{ kHz} = 1.620 \text{ kHz}$$

es decir, sólo una emisora (en el límite superior de la OM) puede interferir sobre una emisora situada en el límite inferior de la citada gama de frecuencias. Sin embargo, existe un grave problema que descarta toda posibilidad de utilizar una FI del orden de los 550 kHz (o, mejor dicho, de valores por encima de los 472 kHz). Éste radica en que los circuitos resonantes de las etapas de FI estarían sintonizados a 550 kHz (caso que hemos puesto de ejemplo) y, por lo tanto, podrían entrar en resonancia con una emisora que transmitiera con esta frecuencia.

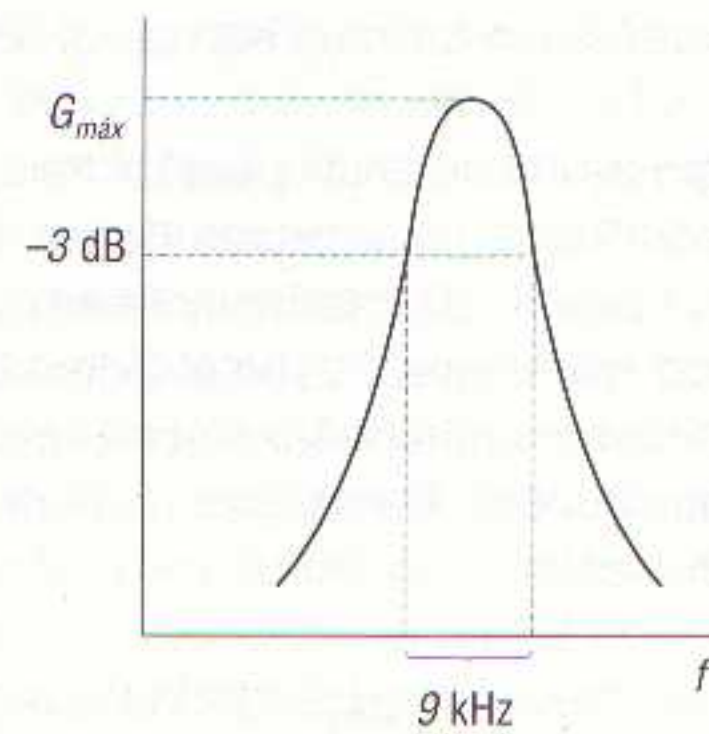
Como resultado, la citada emisora aparecería continuamente en el receptor, cualquiera que fuese la posición de las placas móviles del tándem del circuito de sintonía.

De todo lo expuesto se deduce por qué se adopta universalmente los valores de FI comprendidos entre 400 y 472 kHz, siendo los preferidos los de 455 kHz y 470 kHz.

ANCHO DE BANDA DEL AMPLIFICADOR DE FI

El ancho de banda en los amplificadores de FI de los receptores superheterodinos de AM es de 9 kHz, tal y como se deduce de la curva de ganancia en función de la frecuencia de la figura 7.1.

7.1 El ancho de banda de los amplificadores de FI en receptores de AM es de 9 kHz.



La elección de este ancho de banda se debe a que, como ya sabe, en toda señal modulada en amplitud dicha modulación es causa de que la señal no pueda considerarse como una onda senoidal pura sino como un conjunto de señales senoidales. Es decir, la señal de FI (de 455 kHz, por ejemplo) está formada por una onda fundamental de 455 kHz (no modulada) y por otras frecuencias (de valores muy similares) que están por encima y por debajo de los 455 kHz. Estas señales reciben el nombre de *bandas laterales de modulación*. Así, una señal de RF de valor f_{RF} está modulada en amplitud por una señal de BF de valor f_{BF} y equivale a tres señales senoidales no moduladas: una de valor f_{RF} , otra de valor $f_{RF} + f_{BF}$ y una tercera de valor $f_{RF} - f_{BF}$.

De lo expuesto se deduce que si una frecuencia portadora de RF posee un valor de 800 kHz y es modulada en amplitud por una señal de 3 kHz, la antena emisora radia en ese instante no sólo la señal de 800 kHz, sino también una señal de:

$$f_{RF} - f_{BF} = 800 \text{ kHz} - 3 \text{ kHz} = 797 \text{ kHz (banda lateral inferior)}$$

y otra de:

$$f_{RF} + f_{BF} = 800 \text{ kHz} + 3 \text{ kHz} = 803 \text{ kHz (banda lateral superior)}$$

Naturalmente, la frecuencia de la portadora no está modulada con una señal de BF de valor fijo, sino que se modula con señales de audio que cubren un amplio espectro de la banda audible. De esto puede deducirse que una señal de RF modulada con señales de audio (de voz o música) cubre todos los valores posibles de frecuencias comprendidas entre el límite inferior de la banda lateral inferior y el límite superior de la banda lateral superior.

De hecho, según el teorema de Fourier, las ondas sonoras están constituidas por multitud de ondas senoidales (las fundamentales y los armónicos) cada una de las cuales da origen a dos bandas laterales.

Como los armónicos, en teoría, son infinitos, las bandas laterales también lo serán. El conjunto de todas las frecuencias recibe el nombre de *espectro de modulación*. En la práctica no se tienen en cuenta los armónicos por encima del noveno, ya que el décimo y superiores tienen una amplitud tan pequeña que apenas influyen sobre el conjunto.

Por otra parte, se sabe que el oído humano no es capaz de percibir señales acústicas por encima de unos 16 kHz, por lo que si se desea efectuar una emisión de gran fidelidad, deben transmitirse bandas laterales que, al menos, estén 16 kHz por encima y por debajo de la frecuencia de la portadora.

De acuerdo con esto último, una emisión de alta fidelidad que transmitiese los sonidos más agudos del espectro sonoro, modulando una frecuencia portadora de 800 kHz, debería estar formada por la emisión y la recepción de toda una gama de frecuencias comprendida entre:

$$f_{RF \text{ mín}} = f_{RF} - f_{BF} = 800 \text{ kHz} + 16 \text{ kHz} = 784 \text{ kHz}$$

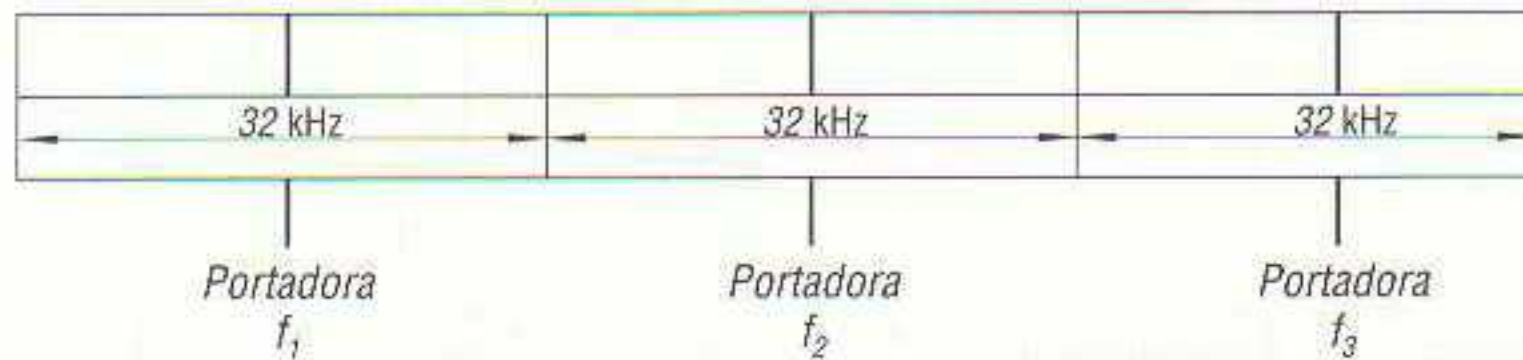
y

$$f_{RF \text{ máx}} = f_{RF} + f_{BF} = 800 \text{ kHz} + 16 \text{ kHz} = 816 \text{ kHz}$$

lo cual supone un ancho de banda de:

$$A_b = f_{RF \text{ máx}} - f_{RF \text{ mín}} = 816 \text{ kHz} - 784 \text{ kHz} = 32 \text{ kHz}$$

Con el fin de evitar interferencias en la recepción, las señales de otra emisora cualquiera deben caer fuera de ese intervalo de 784 a 816 kHz; es decir, parece, en un principio, que las frecuencias portadoras de las emisoras deben estar separadas a intervalos de 32 kHz.

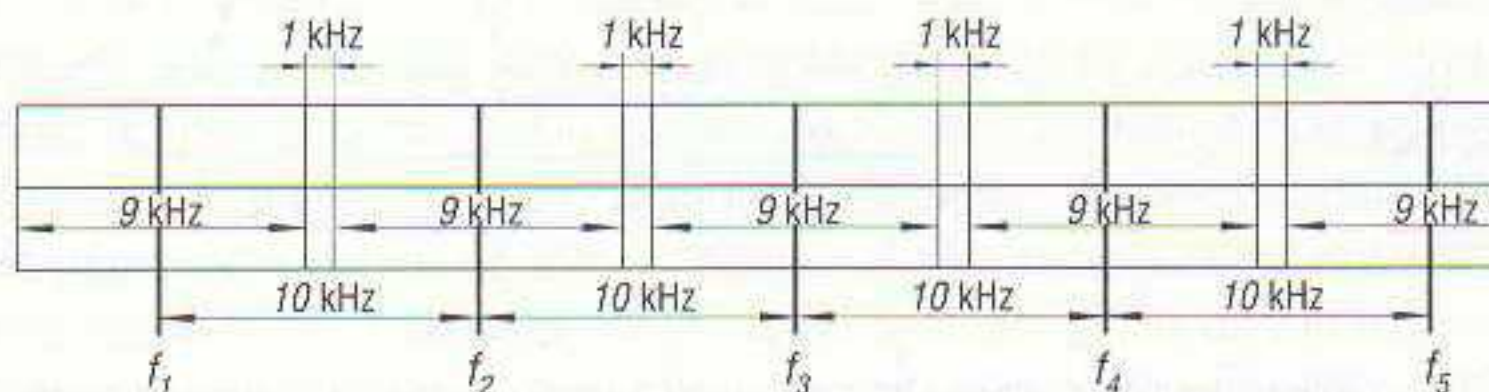


7.2 Distribución de las portadoras de RF, y espacio ocupado por los espectros de modulación, si el ancho de banda fuese de 32 kHz.

En la figura 7.2 se muestra la distribución de las frecuencias de las portadoras en un caso como el descrito. Esta disposición es excelente desde el punto de vista de la calidad de la música transmitida, pero tiene el inconveniente de que la separación entre las frecuencias de las portadoras es excesiva, por lo que el número de emisoras que pueden transmitir en la gama de OM es de sólo:

$$\frac{1.600 \text{ kHz} - 520 \text{ kHz}}{32 \text{ kHz}} \approx 34 \text{ emisoras}$$

Por este motivo en las emisoras que transmiten en AM se sacrifica la fidelidad, es decir, se emite con un ancho de banda más estrecho.



7.3 Distribución de las portadoras de RF, y espacio ocupado por los espectros de modulación, con un ancho de banda de 9 kHz.

Se ha adoptado como correcto que las señales moduladoras de audio no sean de valor superior a los 4,5 kHz, con lo cual se obtiene un ancho de banda de 9 kHz (figura 7.3).

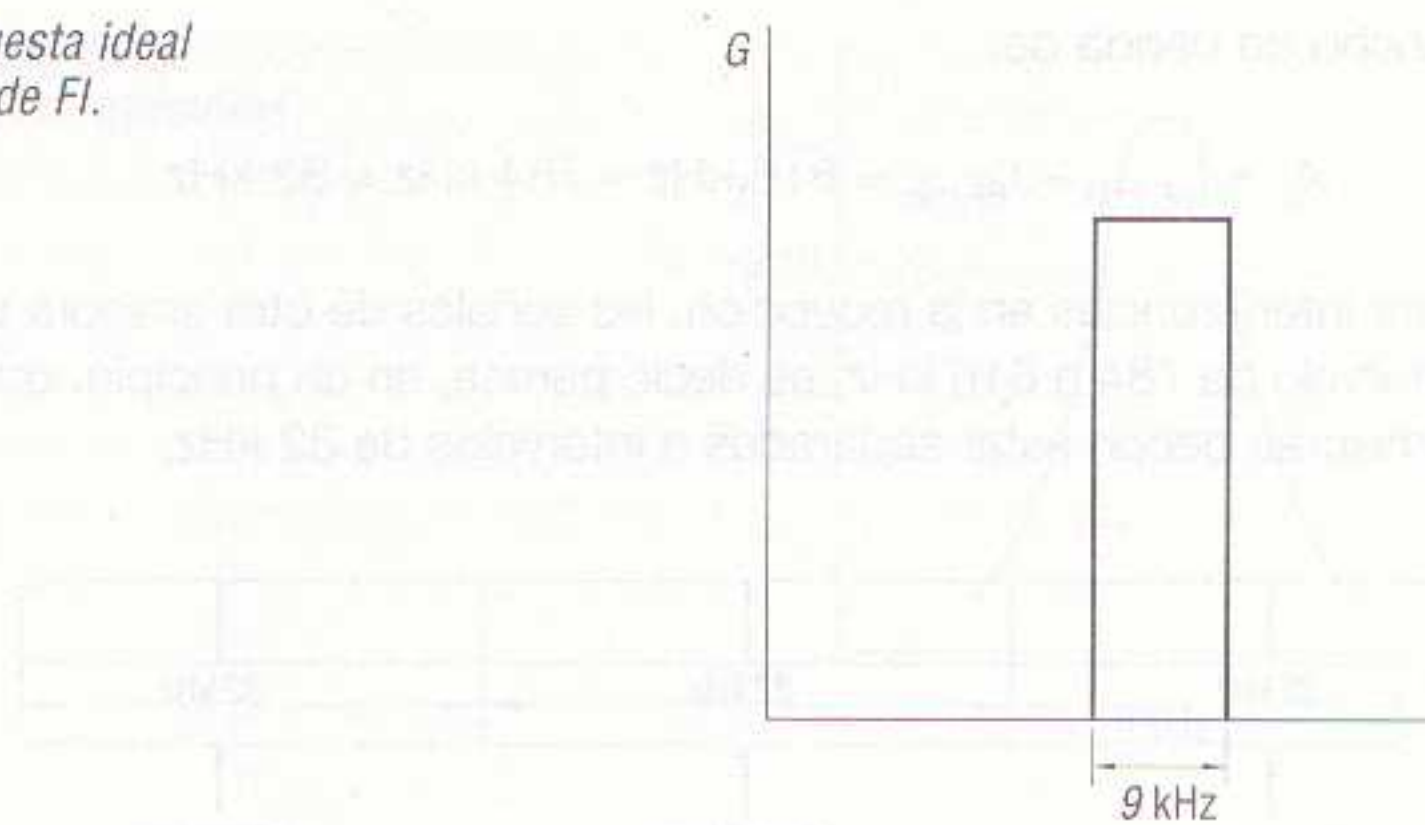
Además, con el fin de evitar toda posibilidad de interferencia entre emisoras, se añade un margen de seguridad de 1 kHz, con lo que se obtiene una separación entre las frecuencias de las portadoras de 10 kHz.

Con estos valores el número de emisoras dentro de la gama de OM se amplía a:

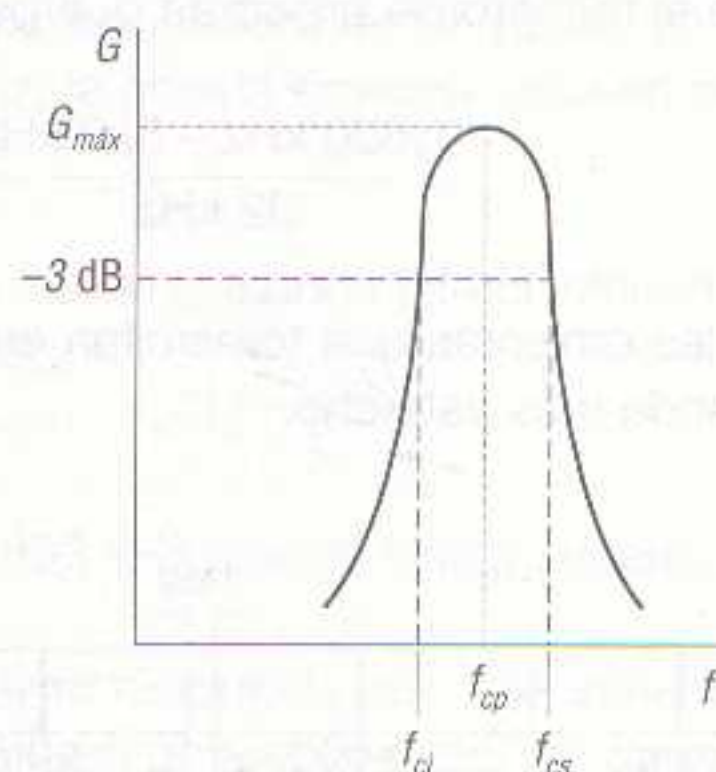
$$\frac{1.600 \text{ kHz} - 520 \text{ kHz}}{10 \text{ kHz}} \approx 108 \text{ emisoras}$$

Por tanto, resulta evidente que es suficiente un ancho de banda de 9 kHz en el receptor, pues si es superior no por ello mejora la calidad de la emisión recibida y, además, se corre el riesgo de interferencias, y si es menor sí que se pierde fidelidad, pues se pierden los agudos, predominando las notas graves. El amplificador de FI ha de tener, por tanto, un ancho de banda de 9 kHz lo más exacto posible.

7.4 Curva de respuesta ideal de un amplificador de FI.



Desde el punto de vista ideal, el amplificador de FI perfecto es aquel que tiene una curva de respuesta en forma de rectángulo (figura 7.4), es decir, aquel que amplifica por igual todas las frecuencias comprendidas dentro de su ancho de banda. Sin embargo, esto no es posible en la práctica, ya que el comportamiento del amplificador no es igual para todas las frecuencias del ancho de banda que debe amplificar.



7.5 Curva de respuesta real de un amplificador de FI.

En la figura 7.5 se ha dibujado la curva de respuesta real de un amplificador de FI, la cual tiene forma de campana. La amplificación máxima se obtiene a la frecuencia de la portadora, que está situada justo en el centro de la curva. A medida que nos alejamos hacia valores de frecuencia más altos o más bajos con respecto al de la portadora, dentro de la gama de frecuencias de las bandas laterales, la amplificación es cada vez menor, de forma que en los límites del ancho de banda la ganancia del amplificador es tan sólo el 70,7 % del valor máximo. Este valor del 70,7 % corresponde a una atenuación de -3 dB y se considera el límite del ancho de banda, siendo las frecuencias correspondientes a este valor la frecuencia de corte inferior (f_{ci}) y la frecuencia de corte superior (f_{cs}).

Se ha dicho que la curva de respuesta ideal es la rectangular, y también se ha afirmado que dicha curva de respuesta es imposible de obtener en la práctica. Sin embargo, sí podemos acercarnos el máximo posible a la curva ideal, tal y como se explica luego en este capítulo.

CONSTITUCIÓN DE UN AMPLIFICADOR DE FI

La constitución de un amplificador de FI es similar a la de los amplificadores de RF sintonizada, puesto que en ambos casos la selectividad se consigue acoplando los transistores mediante transformadores sintonizados. La diferencia se encuentra en que los amplificadores de FI están sintoni-

zados a la vez en el primario y en el secundario del transformador, y que esta sintonización se realiza para una única frecuencia: la frecuencia intermedia.

Como en las etapas de RF los conductores y elementos constituyentes de ellas son causa de capacidades parásitas que afectan a la frecuencia de resonancia del circuito, es preciso ajustar dicha frecuencia de resonancia una vez montado el aparato. Esta operación de ajuste de la frecuencia de resonancia del circuito se denomina *alineado* o *ajuste del amplificador de FI* y se lleva a cabo deslizando los núcleos de ferroxcube de los transformadores, y no con el *trimmer*, pues los condensadores que llevan en paralelo los primarios y secundarios de los transformadores no son ajustables y se colocan en el circuito impreso (exteriormente al transformador de FI).



7.6 Esquema de bloques parcial de un receptor de radio superheterodino con dos etapas amplificadoras de FI.

Generalmente, se adoptan dos etapas de FI en los radioreceptores; estas dos etapas requieren tres acoplamientos, según se aprecia en la figura 7.6, donde se ha dibujado el esquema de bloques parcial de un receptor superheterodino y en la que se puede ver cómo hay dos etapas amplificadoras de FI y, sin embargo, posee tres acoplamientos. Los citados acoplamientos son todos de diferentes características, debido a los motivos que se exponen a continuación: en el acoplamiento 1 debe adaptarse la impedancia de salida de la etapa conversora a la etapa de entrada del primer amplificador de FI; en el acoplamiento 2 su primario ha de adaptarse a la salida del primer amplificador de FI, y su secundario, a la entrada del segundo amplificador de FI; finalmente, el tercer acoplamiento tiene que estar adaptado a la salida del segundo amplificador de FI y a la entrada del circuito detector. Si los transistores amplificadores de las etapas de FI son del mismo tipo (caso más usual), los secundarios de los acoplamientos 1 y 2 pueden ser idénticos. De igual forma pueden ser iguales los primarios de los acoplamientos 2 y 3. Sin embargo, el secundario del acoplamiento 3 ha de ser muy diferente a todos los demás, pues si la relación de transformación de los acoplamientos 1 y 2 oscila entre 10:1 y 18:1, en el acoplamiento 3 dicha relación puede llegar a ser de 1:1. Estas relaciones de transformación de los transformadores de FI se han citado sólo a título orientativo, pues cada fabricante dispone sus transformadores de FI según el tipo de receptor al que deben ser adaptados.

De todo esto se deduce que los transformadores de FI han de disponerse adecuadamente en el receptor, por lo que normalmente van marcados o numerados para evitar disposiciones erróneas.

Más adelante se estudia con más detalle estos transformadores de FI; de momento, basta con añadir que para evitar que el campo electromagnético generado por uno de ellos alcance a los demás (puesto que trabajan con señales de RF), con el consiguiente peligro de que aparezcan oscilaciones por realimentación positiva, se dota a cada transformador de un blindaje consistente en una caja de aluminio que se conecta a masa, es decir, exactamente igual a como se hace con la bobina osciladora de la etapa conversora.

TIPOS DE ACOPLAMIENTO DE LAS ETAPAS DE FI

Los acoplamientos entre las etapas amplificadoras de FI pueden clasificarse en:

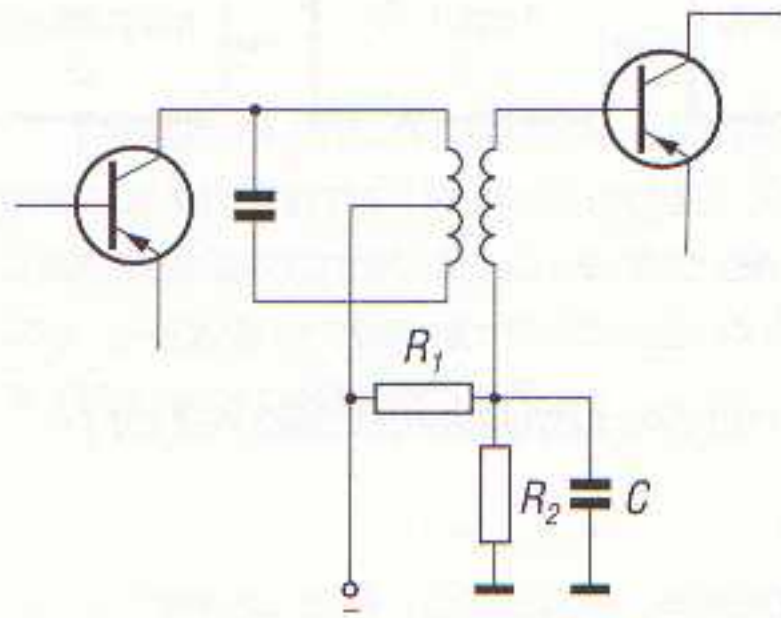
- *Acoplamiento con transformador.*
- *Acoplamiento con autotransformador.*

- Acoplamiento en tensión.
- Acoplamiento con inductancias y capacidades.
- Acoplamiento con inductancias y resistencias.

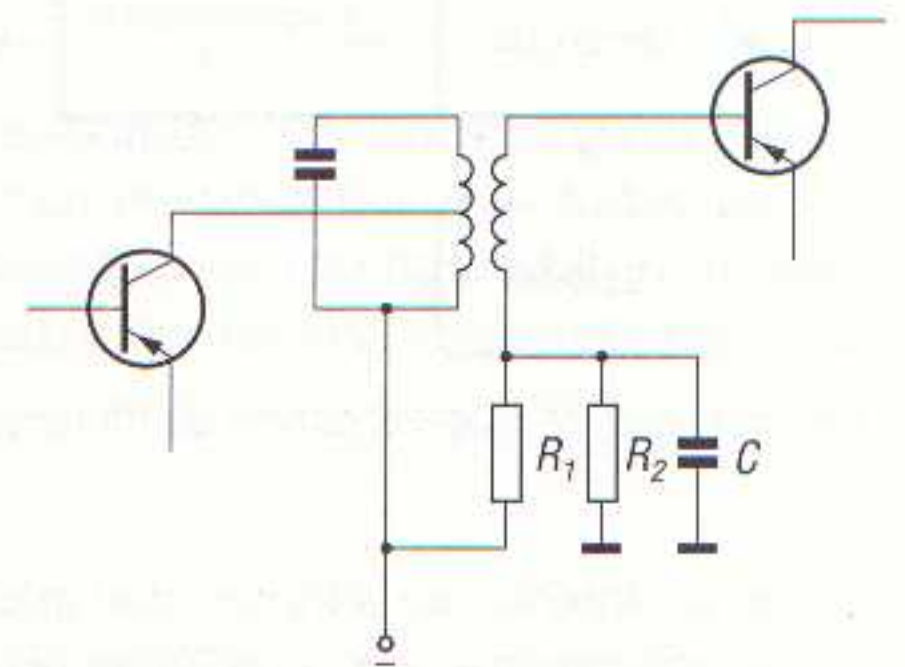
A continuación se estudian las características de cada uno de estos acoplamientos.

Acoplamiento con transformador

El acoplamiento con transformador es el más utilizado. Existen varios sistemas de acoplamiento con transformador. En la figura 7.7 se ha dibujado el esquema de un acoplamiento de dos etapas amplificadoras de FI acopladas mediante transformador con toma intermedia en el primario, que se conecta al polo negativo de la fuente de alimentación para la alimentación del colector del primer transistor PNP.



7.7 Acoplamiento de dos etapas amplificadoras de FI mediante transformador con toma intermedia en el primario conectada al negativo de la fuente de alimentación.

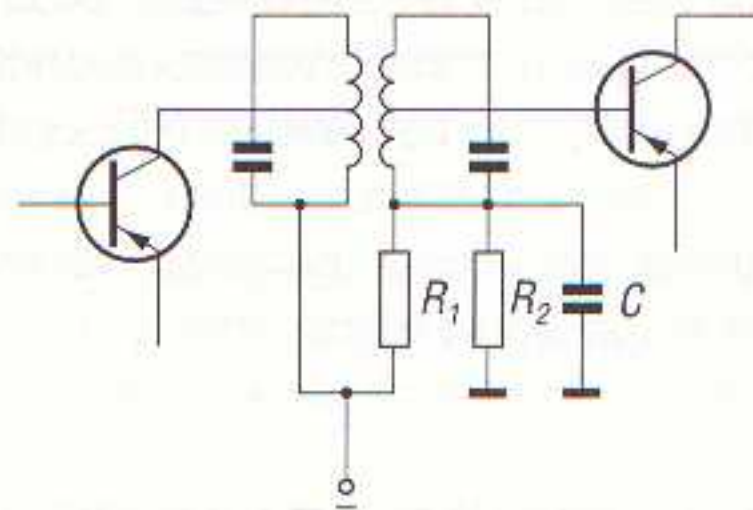


7.8 Acoplamiento de dos etapas amplificadoras de FI mediante transformador con toma intermedia en el primario conectada al colector del primer transistor.

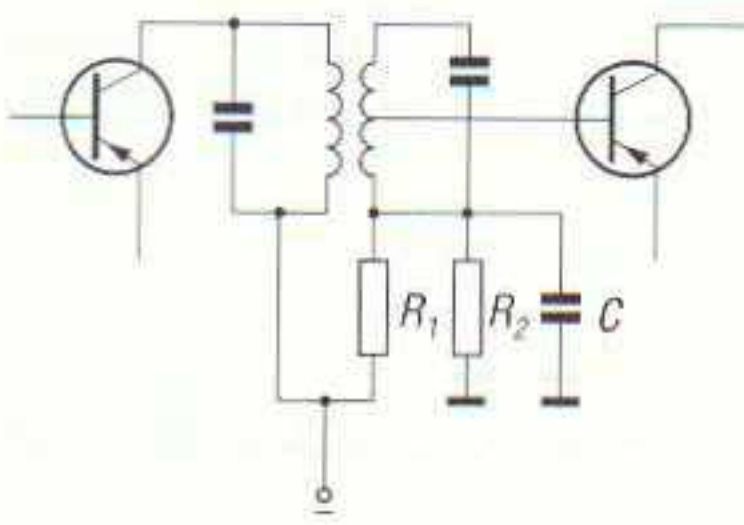
La figura 7.8 corresponde al mismo acoplamiento, pero con la diferencia de que la toma intermedia del primario se conecta directamente al colector del primer transistor. Lógicamente, si los transistores fuesen del tipo NPN, se tendría que invertir la polaridad de la fuente de alimentación en ambos circuitos.

Las resistencias R_1 y R_2 de las figuras 7.7 y 7.8 forman los divisores de tensión para la polarización negativa de la base del segundo transistor, y el condensador C es el de acoplamiento. Como se puede comprobar, los transformadores de FI utilizados disponen de cinco terminales externos (tres para el primario y dos para el secundario).

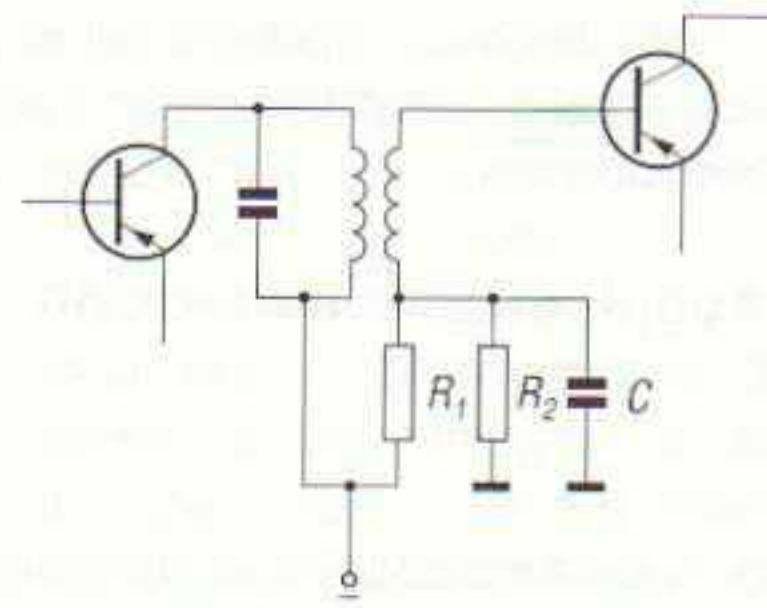
7.9 Acoplamiento de dos etapas amplificadoras de FI mediante transformador con toma intermedia en el primario y en el secundario.



En la figura 7.9 se ha dibujado el esquema de otro tipo de acoplamiento con transformador, en el cual el primario y el secundario están sintonizados a la FI mediante condensadores en paralelo con los citados devanados. En este circuito, tanto el primario como el secundario están dotados de



7.10 Acoplamiento de dos etapas amplificadoras de FI mediante transformador con toma intermedia en el secundario conectada a la base.



7.11 Acoplamiento de dos etapas amplificadoras de FI mediante transformador sin tomas intermedias.

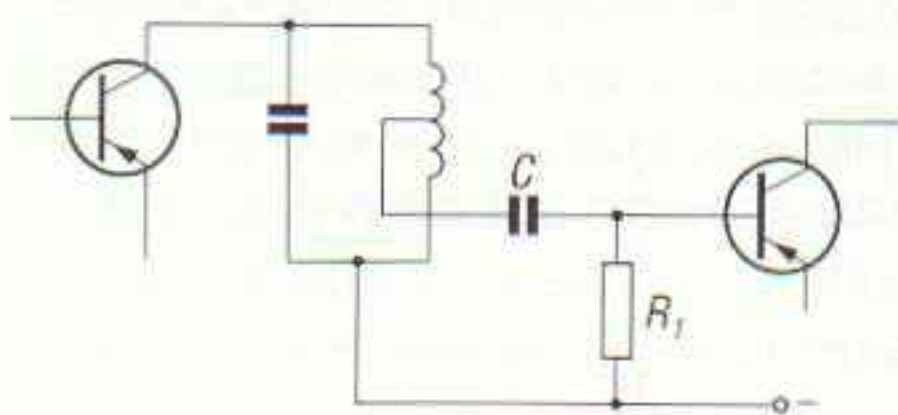
toma media para la conexión del colector del primer transistor y la base del segundo respectivamente, por lo que el transformador utilizado está dotado de seis terminales de conexión.

El esquema de la figura 7.10 corresponde a otro modelo de acoplamiento con transformador, en el que sólo el secundario tiene toma intermedia. En este caso el transformador está dotado de cinco terminales de conexión.

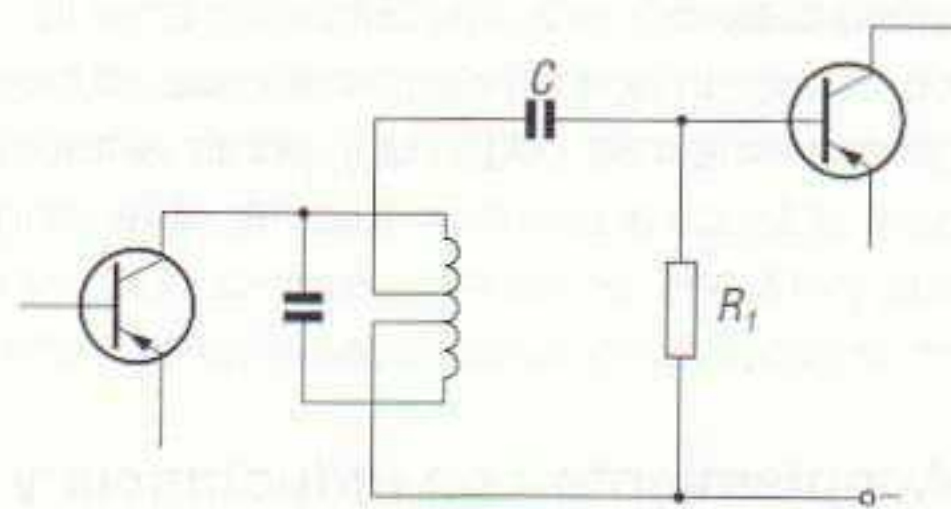
Finalmente, en la figura 7.11 puede ver el esquema de una quinta forma de acoplamiento con transformador, que tiene la particularidad de que los devanados del transformador no tienen toma intermedia y, por lo tanto, éste sólo posee cuatro terminales de conexión.

Acoplamiento con autotransformador

Son dos las posibilidades de acoplamiento con autotransformador entre etapas de FI. La primera consiste en un devanado con toma media para la base de la etapa siguiente (figura 7.12). Las impedancias de entrada de la segunda etapa y de salida de la primera quedan así correctamente acopladas, puesto que la impedancia total del devanado es superior a la existente entre la toma media y uno de sus extremos. El condensador C evita que la tensión continua de colector del primer transistor quede aplicada a la base del segundo y, al mismo tiempo, hace que la componente alterna (FI) circule hacia la base del segundo transistor para su amplificación. La resistencia R es la resistencia de polarización de base del segundo transistor. En este tipo de acoplamiento el autotransformador dispone sólo de tres terminales de conexión.



7.12 Acoplamiento de dos etapas amplificadoras de FI mediante autotransformador.



7.13 Acoplamiento de dos etapas amplificadoras de FI mediante autotransformador con dos tomas intermedias.

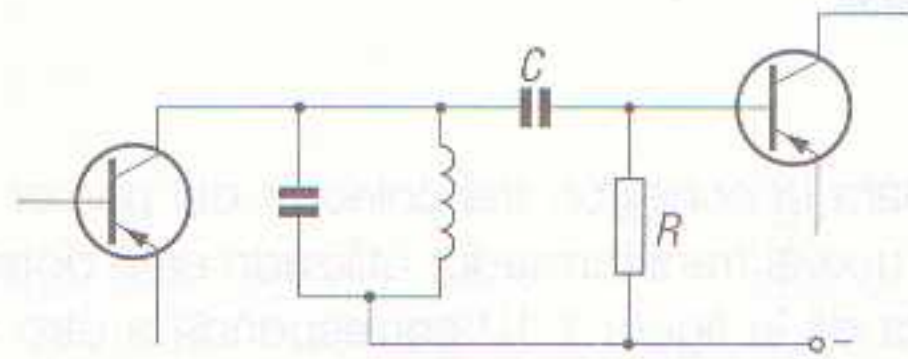
En la figura 7.13 se puede ver el esquema de otro acoplamiento mediante autotransformador, cuyo diseño es muy similar al de la figura 7.12. La única diferencia entre ambos está en la existencia de una nueva toma intermedia que va conectada al negativo de la fuente de alimentación para la polarización del colector del primer transistor. En este acoplamiento el autotransformador está dotado de cuatro terminales de conexión.

No creemos necesario hacer hincapié en que todos los circuitos citados emplean transistores PNP, por lo que si se utilizan transistores NPN, las polaridades de las fuentes de alimentación deben invertirse.

Acoplamiento en tensión

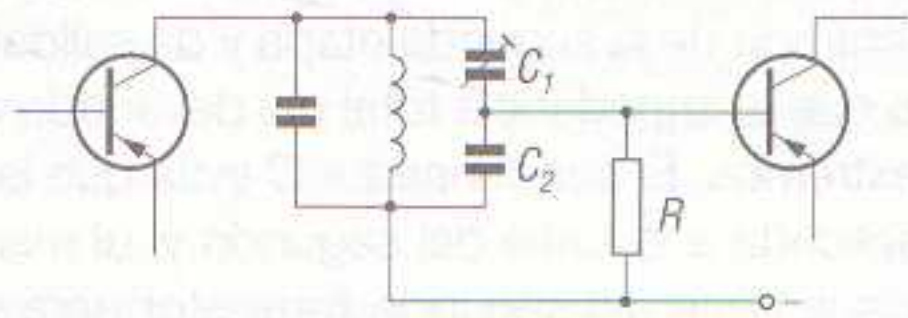
El esquema de un acoplamiento de este tipo se muestra en la figura 7.14. Consiste en un devanado sin ninguna toma intermedia, el cual está en resonancia con la FI gracias al condensador en paralelo con él. La transferencia de energía entre el colector del primer transistor y la base del segundo se realiza mediante el condensador C , el cual se opone al paso de la componente continua de la corriente de colector. Este tipo de acoplamiento es poco utilizado, debido a que no se transfiere el máximo de energía de un circuito a otro. Como ventaja destaca el que apenas precisa de ajuste.

7.14 Acoplamiento de dos etapas amplificadoras de FI mediante bobina sin ninguna toma intermedia (acoplamiento en tensión).



Acoplamiento con inductancia y capacidades

Este sistema de acoplamiento (figura 7.15) es poco empleado, aunque ello no quiere decir que no se utilice en algunos tipos de radiorreceptores. El acoplamiento se lleva a cabo mediante un circuito oscilante dispuesto en la salida del primer transistor, y dos condensadores divisores de tensión para la base del segundo.

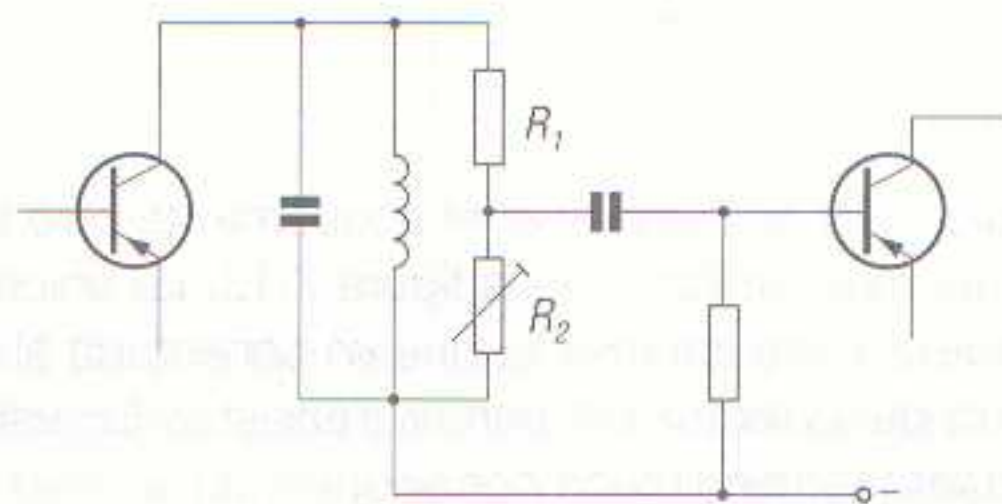


7.15 Acoplamiento de dos etapas amplificadoras de FI mediante inductancia y capacidades.

Efectivamente, los condensadores C_1 y C_2 de la figura 7.15 están conectados en serie, y sus capacidades son distintas. Normalmente la capacidad de C_1 es unas cinco veces más pequeña que la de C_2 , por lo que la reactancia capacitiva que ofrece C_2 al paso de la corriente alterna de la FI es unas cinco veces más pequeña y, por lo tanto, la tensión entre sus placas es igual a la sexta parte de la tensión aplicada al circuito oscilante, obteniéndose así el perfecto acoplamiento de las impedancias de salida y entrada de las etapas. Para obtener un acoplamiento perfecto, C_1 puede ser ajustable, aunque en la práctica no suele hacerse ya que este sistema de acoplamiento tiene la ventaja de un fácil ajuste.

Acoplamiento con inductancia y resistencias

El acoplamiento con inductancia y resistencias es muy similar al acoplamiento con inductancia y capacidades, ya que se basa en los mismos principios (figura 7.16). Consiste en un circuito reso-

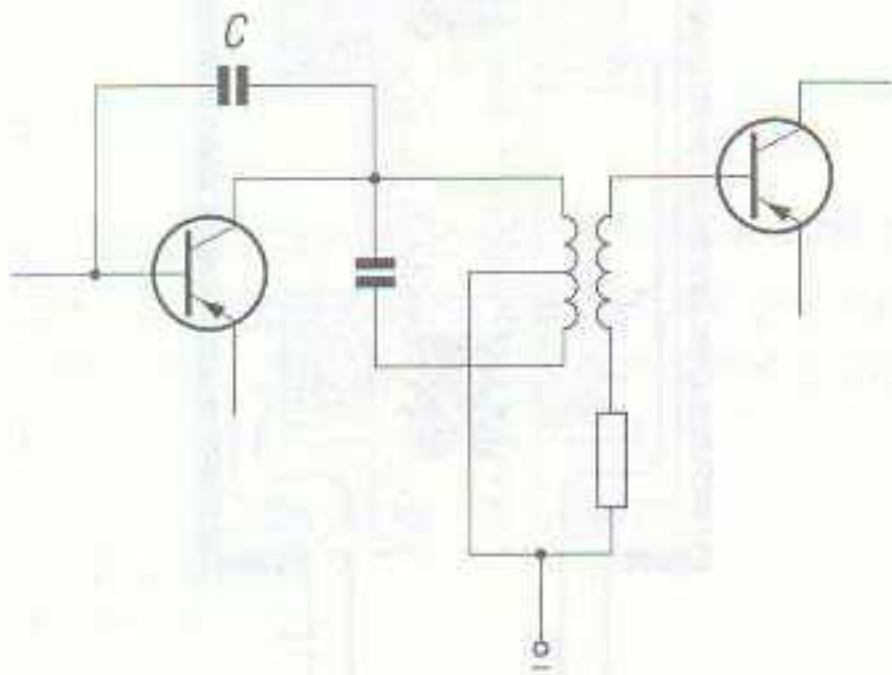


7.16 Acoplamiento de dos etapas amplificadoras de FI mediante inductancia y resistencias.

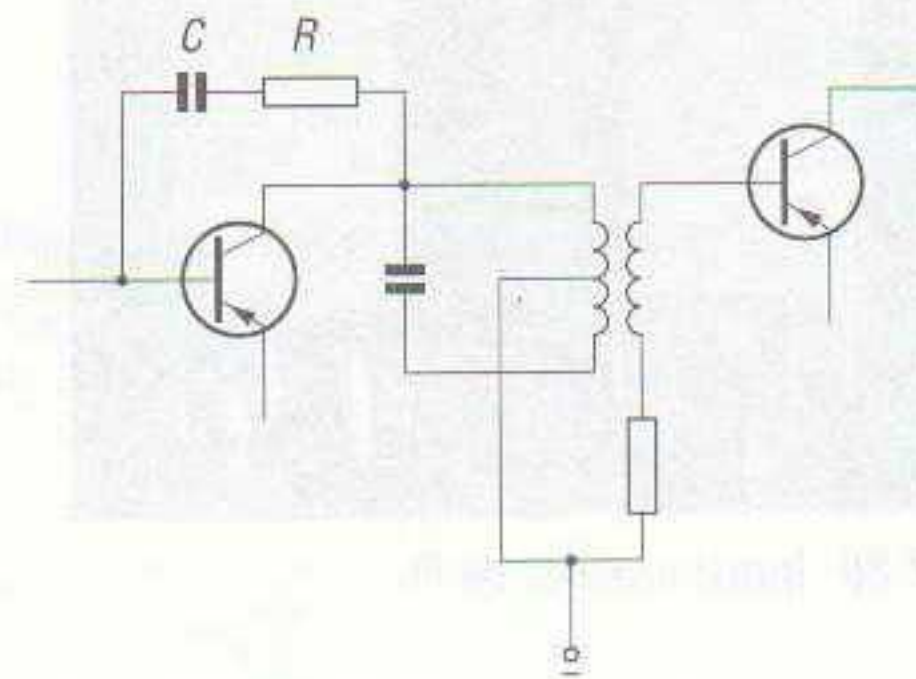
nante LC en el que se dispone, en paralelo con él, dos resistencias divisoras de tensión. La resistencia R_1 debe ser unas cinco veces mayor que R_2 para que la tensión en los terminales de esta última sea la apropiada. Al igual que en el caso anterior, R_2 puede ser ajustable, aunque este sistema de acoplamiento presenta un amplio margen en cuanto al campo de ajuste se refiere.

NEUTRALIZACIÓN DE LAS ETAPAS DE FI

Dado que las etapas amplificadoras de FI son, en realidad, amplificadores de RF, es posible que se produzca en ellas oscilaciones parásitas debidas a una realimentación. Dicha realimentación está causada por la capacidad parásita existente entre colector y base del transistor. Para evitar la realimentación positiva (causa de la oscilación) se recurre a conectar un condensador de pequeño valor (C) entre colector y base, según se muestra en la figura 7.17. En algunos casos se añade, además, una resistencia en serie con el citado condensador (figura 7.18).



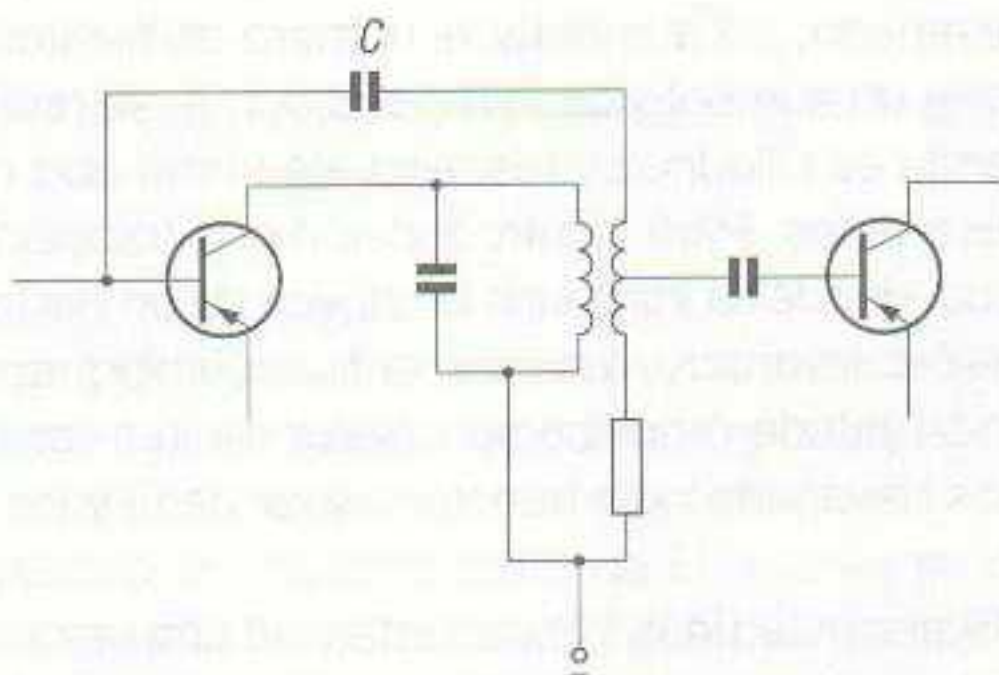
7.17 Etapa de FI neutralizada por condensador.



7.18 Etapa de FI neutralizada por resistencia y condensador.

Dado que el transistor está montado en circuito emisor común, la señal de colector está en oposición de fase con la señal de base, por lo que se procede a una realimentación de la señal de colector hacia la base a través del condensador. Esta señal (opuesta en fase) es de valor muy pequeño, pero suficiente para provocar una realimentación negativa que contrarreste la realimentación positiva causante de la oscilación.

Actualmente, la realimentación positiva (debida a la capacidad parásita colector-base) ha sido minimizada en los modernos transistores y, por lo tanto, no es preciso recurrir a la neutralización. Sin embargo, creemos interesante dar a conocer este hecho, ya que no siempre se dispone de transistores adecuados de RF. Existen varias formas de obtener la neutralización de un amplificador de FI, pero la descrita es la más utilizada.



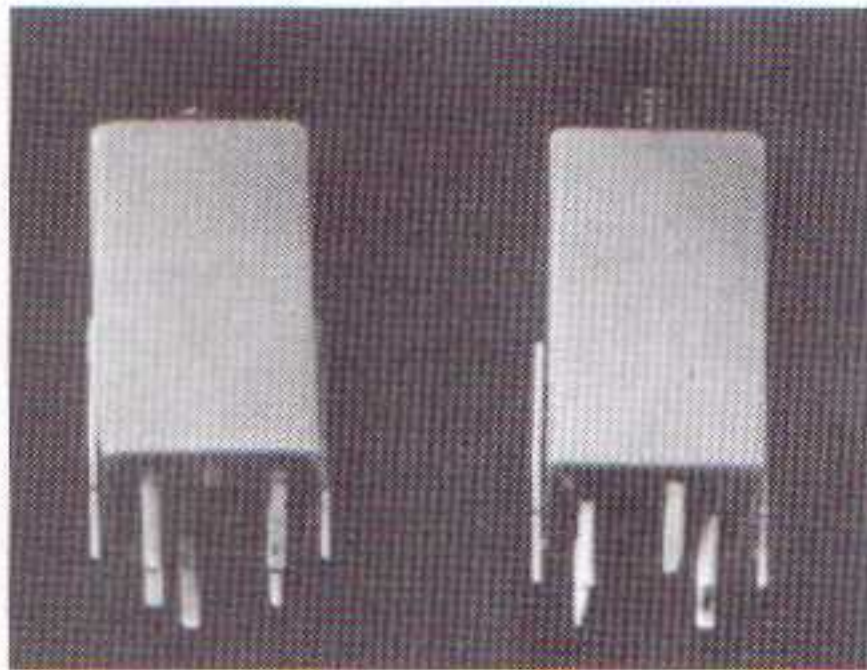
7.19 Etapa de FI neutralizada por realimentación de la señal del secundario del transformador de FI a la base del primer transistor.

En la figura 7.19 se tiene el esquema de otro circuito neutrodino, consistente en tomar la señal de neutralización del secundario del transformador. Se trata de aumentar el número de espiras del

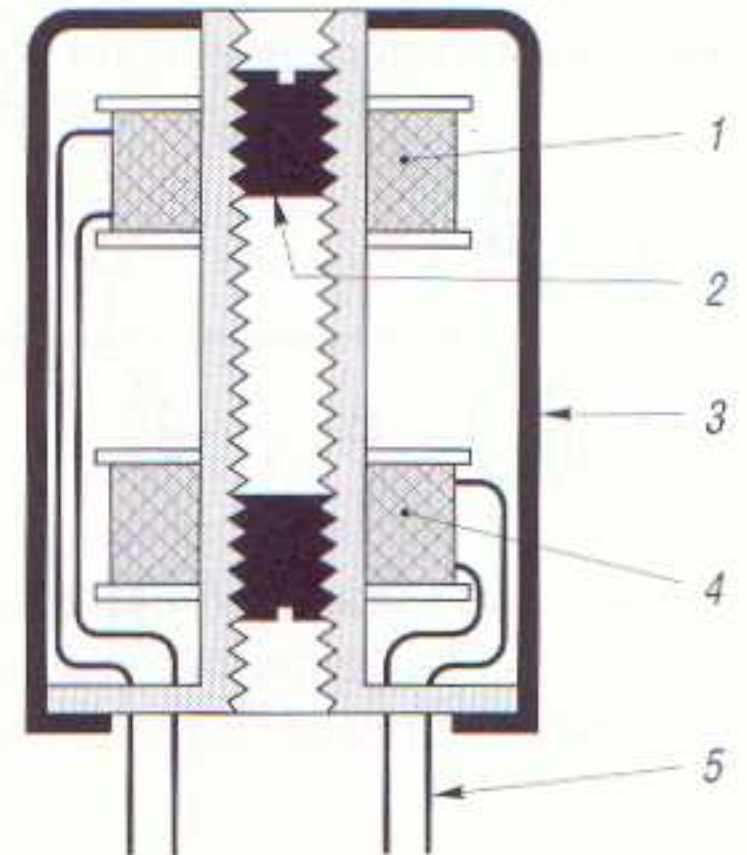
secundario del transformador de acoplamiento del circuito de la figura 7.17 y añadir un condensador C que conecte dicho devanado con la base del primer transistor. Lógicamente, tanto el número de vueltas del secundario como la capacidad del condensador han de ser los apropiados.

CONSTITUCIÓN DE LOS TRANSFORMADORES DE FI

En la figura 7.20 se ha dibujado la forma constructiva de un transformador para FI. Estos transformadores están blindados y en su parte superior existe un orificio por el cual se tiene acceso a la barrita roscada de ferrocubo para el ajuste de la frecuencia de resonancia, tal y como se muestra en la figura 7.21.



7.20 Transformador de FI.



7.21 Corte transversal de un transformador de RF. 1) Primario. 2) Núcleo de ferrita ajustable mediante rosca. 3) Blindaje. 4) Secundario. 5) Terminales de conexión.

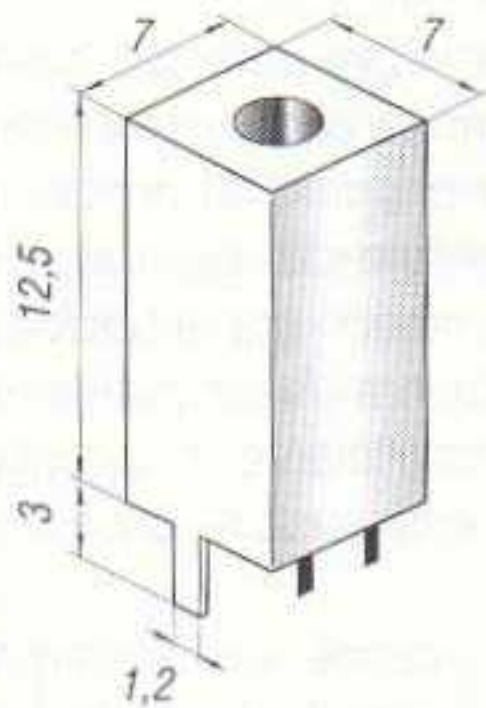
La selectividad de un circuito resonante es mejor cuanto más alto sea el factor de calidad Q del bobinado, es decir, cuanto mayor sea el cociente entre el valor de la reactancia inductiva y la resistencia óhmica del devanado:

$$Q = \frac{2\pi fL}{R} = \frac{X_L}{R}$$

Para aumentar la autoinducción de un devanado, sin aumentar el número de espiras del mismo (puesto que un aumento de las espiras supone un aumento de la resistencia R), se recurre a la utilización de núcleos de ferrita. El núcleo de ferrita es cilíndrico y roscado, de forma que pueda introducirse más o menos en el interior de los devanados. Para la introducción o extracción del núcleo de ferrita, éste dispone de una pequeña muesca, donde se introduce la cabeza de un destornillador de plástico. Cuanto más se introduce el núcleo en el devanado, más aumenta la autoinducción de éste, de forma que mediante esta sencilla operación puede modificarse el valor de la frecuencia de resonancia de los circuitos LC formados por los devanados del transformador de FI y los condensadores asociados a él.

En resumen, en los transformadores de FI el ajuste de la FI se efectúa de una vez por todas introduciendo más o menos su núcleo de ferrita, en lugar de hacerlo modificando el valor de la capacidad. Este procedimiento de ajuste recibe el nombre de *sintonía por permeabilidad*, y, una vez efectuado, se mantiene inamovible contra vibraciones mediante unas gotas de cera o laca que evitan que el núcleo se desplace.

Las dimensiones más usuales para los transformadores de FI son las de 7 × 7 × 12,5 mm (figura 7.22). Así, el conjunto viene montado sobre una base de 7 × 7 mm y protegido por un blindaje, pudiéndose fijar al circuito impreso por los terminales de la base y un par de pestañas del blindaje que se conectan a masa.



7.22 Dimensiones de un transformador de FI.

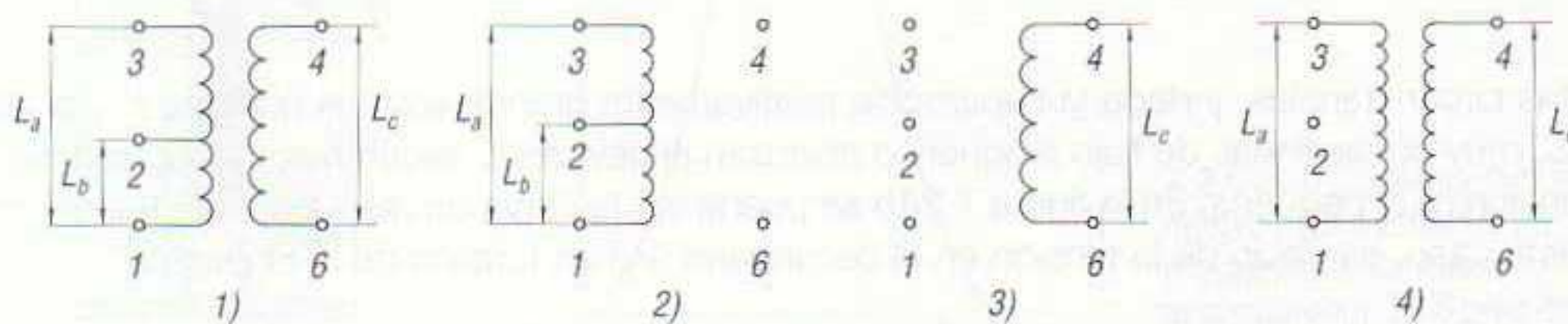
Normalmente, los fabricantes indican en el propio blindaje las características fundamentales de sus transformadores de FI; por ejemplo, mediante un código formado por dos grupos de tres cifras. En el primer grupo, el primer número indica la función:

- 1 = 1.º FI
- 2 = 2.º FI
- 3 = 3.º FI

El segundo número especifica la función determinada por el primero:

- 1 = si es primario.
- 2 = si es secundario.
- 0 = para ambas funciones simultáneamente.

El tercer número indica el tipo de conexión, según los esquemas de la figura 7.23.



7.23 Esquemas de conexionado de transformadores de FI vistos por debajo. Los principios de bobinado corresponden a los terminales 1 y 4.

El segundo grupo de cifras expresa el valor medio de la inductancia más alta en μH . Los dos primeros números indican centésimas de μH , y el tercero, el número de lugares que debe correrse la coma para convertirlo en su valor total en μH .

Por ejemplo, si un transformador de FI lleva en su blindaje los números 301-672, esto significa que es el tercer transformador de FI, que dispone de primario y secundario, que el esquema de conexiones es el 1 de la figura 7.23 y que su inductancia es de 67 μH .

En un apartado anterior se dice que en los radioreceptores superheterodinos se utilizan dos o tres transformadores de FI y que las impedancias de salida y entrada han de estar adaptadas para obtener la máxima transferencia de energía de una etapa a otra. Por lo tanto, resulta imprescindible

ble prestar la máxima atención al montaje del receptor para evitar disposiciones erróneas de los transformadores de FI.

GRADO DE ACOPLAMIENTO EN LOS TRANSFORMADORES DE FI

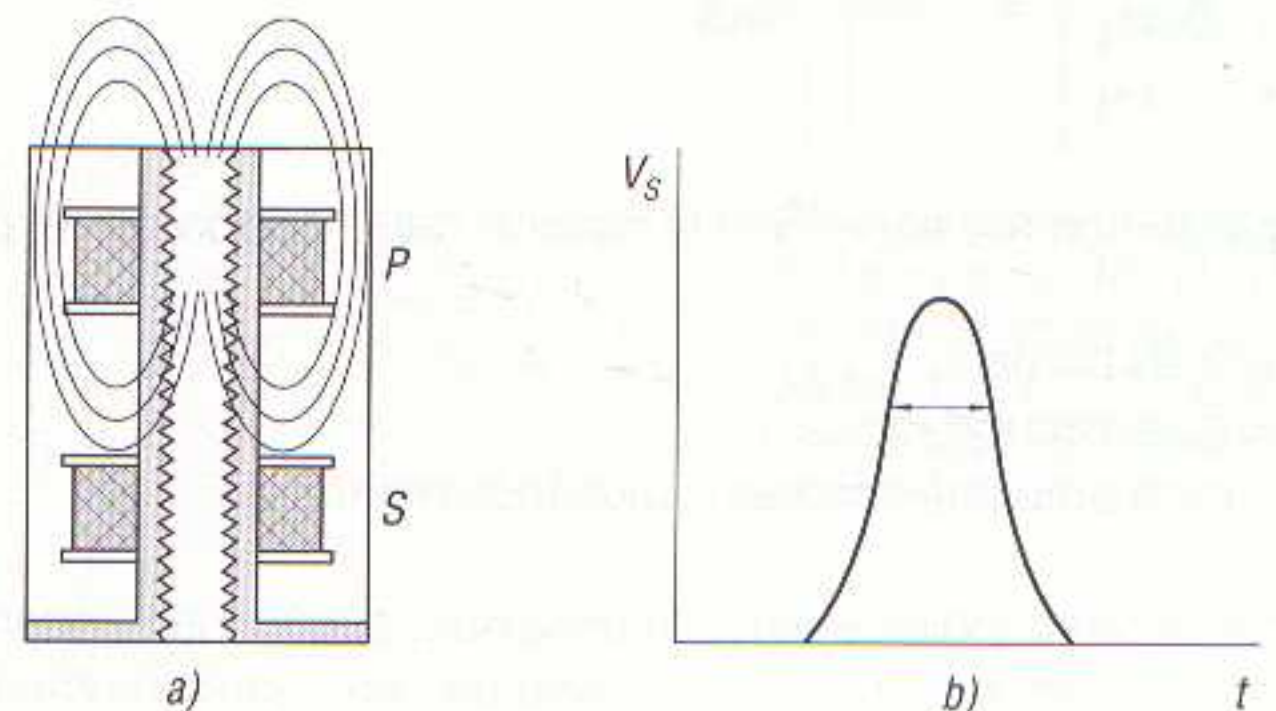
Se ha dicho que en los transformadores de FI de sintonía por permeabilidad el núcleo se desliza por el interior de la formita, de manera que pueda situarse más o menos cerca del otro bobinado. Veamos a continuación el efecto de dicho ajuste sobre el grado de acoplamiento.

En los transformadores de alimentación y de BF el flujo de dispersión es de tan sólo un 2 % aproximadamente; es decir, un 98 % del flujo magnético creado por la bobina primaria induce tensión en la bobina secundaria. Se dice entonces que el *coeficiente de acoplamiento* es $K = 0,98$. Esto no sucede así en los transformadores de RF; en éstos el coeficiente de acoplamiento es bastante inferior, dándose en ocasiones valores de K de 0,01. En este caso sólo un 1 % del flujo creado en el devanado primario induce tensión en el secundario.

El núcleo de un transformador de RF no es cerrado y posee, en cierto modo, un entrehierro muy grande, tal y como se deduce de la observación de la figura 7.21, por lo que las pérdidas por dispersión de flujo son elevadas.

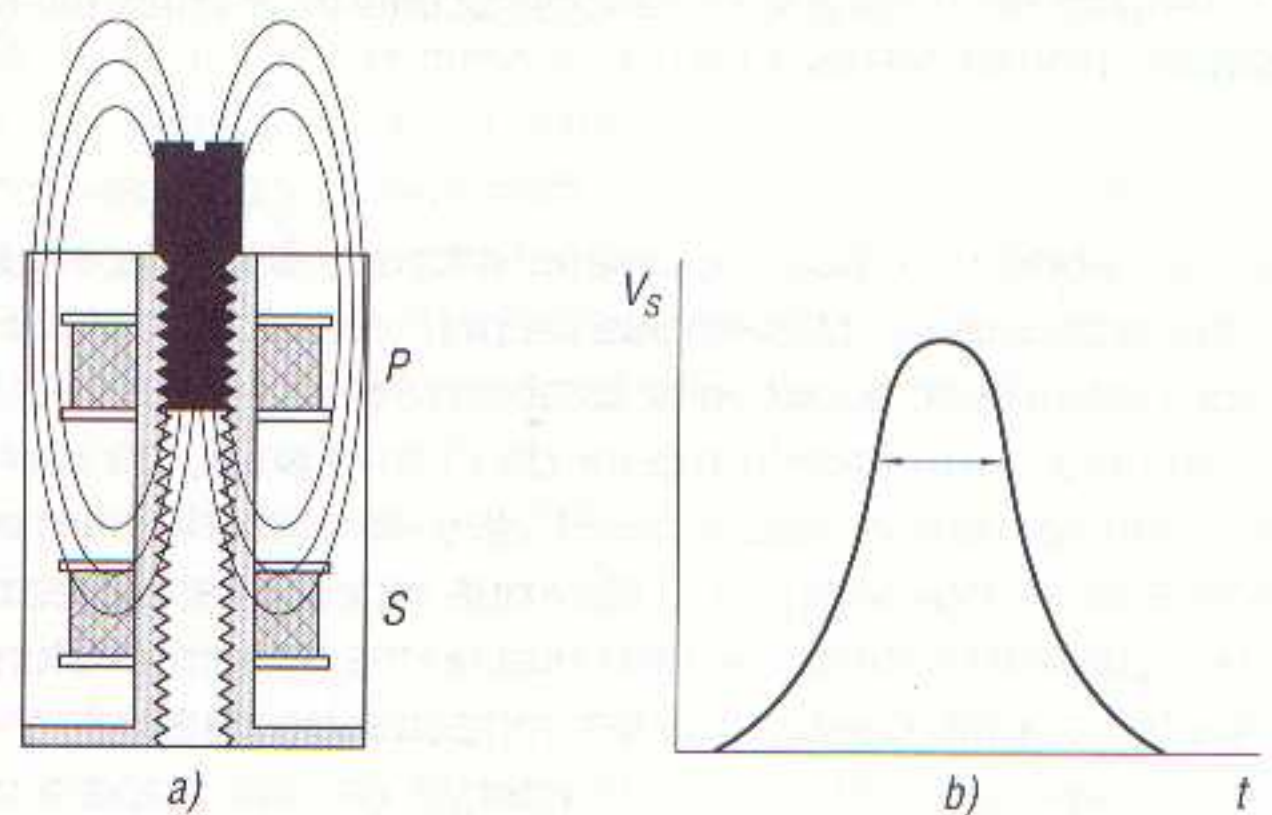
El grado de acoplamiento entre primario y secundario de un transformador de FI viene determinado por la posición del núcleo, tal y como ya se ha dicho y se demuestra a continuación. En efecto, suponga un transformador de FI como el de la figura 7.24a, al que se le ha extraído su núcleo de ferrita.

7.24 a) Transformador de FI con el núcleo de ferrita extraído. b) Curva de respuesta del transformador.



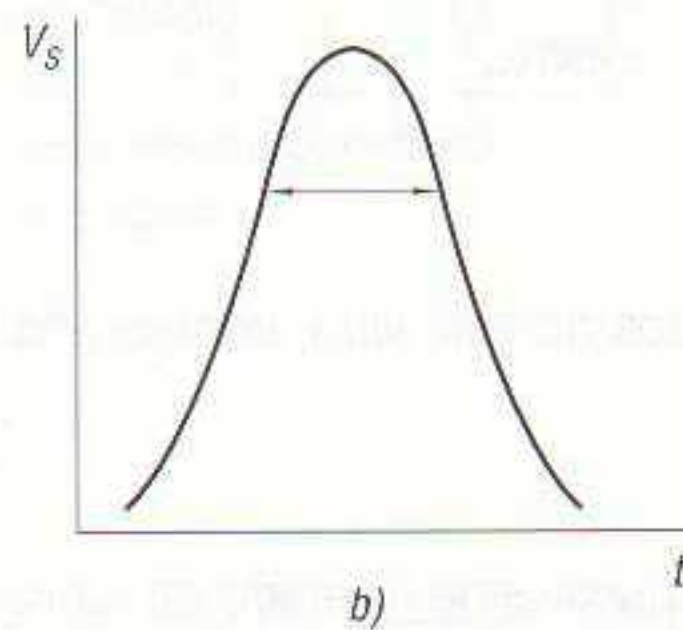
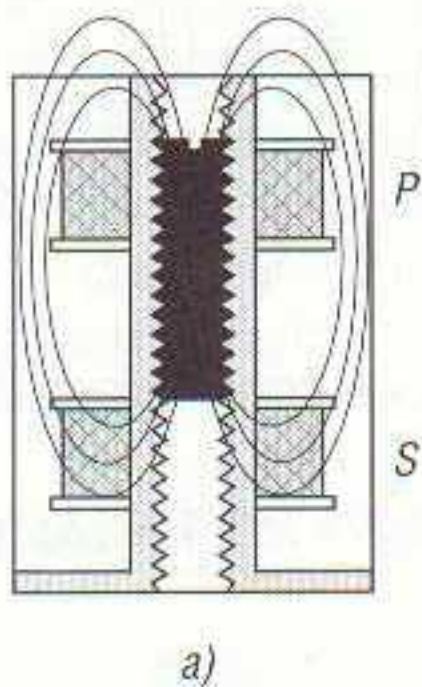
En estas circunstancias, y dada la separación relativamente grande entre el primario P y el secundario S , muy pocas líneas de flujo magnético alcanzan el devanado secundario, induciéndose en él una tensión muy pequeña. En la figura 7.24b se puede ver la curva de respuesta del transformador para este caso, es decir, de la tensión en el secundario (V_s) en función de la FI elegida.

7.25 a) Transformador de FI al que se le introduce en parte un núcleo de ferrita. b) Curva de respuesta del transformador.



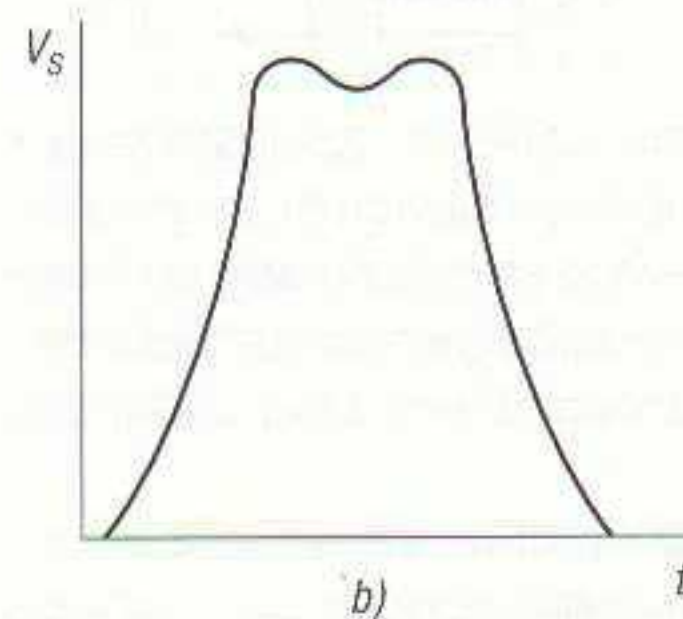
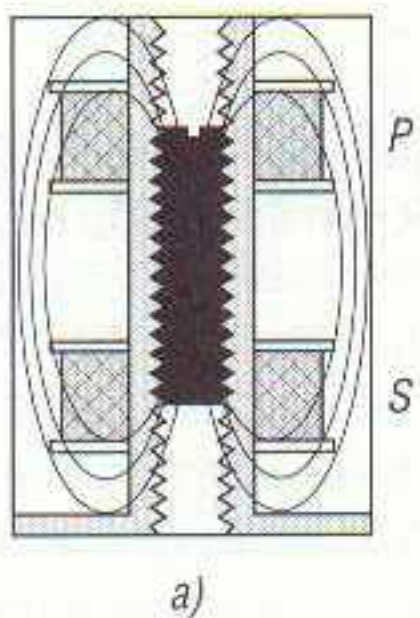
Si se introduce un núcleo de ferrita en el interior del primario (figura 7.25a), aumenta el número de líneas de flujo magnético que alcanzan al secundario, puesto que el núcleo de ferrita aumenta la permeabilidad del circuito. En este caso la curva de respuesta del transformador es la que se muestra en la figura 7.25b, en la que se puede observar que aumenta la tensión V_s en el secundario, así como el ancho de banda del circuito.

De lo expuesto, se deduce que la introducción del núcleo de ferrita mejora el grado de acoplamiento entre los devanados primario y secundario, es decir, aumenta el coeficiente de acoplamiento K . Sin embargo, tanto el grado de acoplamiento correspondiente a la figura 7.24 como el de la figura 7.25 resultan aún débiles, por lo que puede aumentarse introduciendo aún más el núcleo de ferrita (figura 7.26a), hasta obtener el acoplamiento crítico, es decir, la máxima transferencia de energía entre primario y secundario.



7.26 a) Transformador de FI con acoplamiento crítico de sus devanados. b) Curva de respuesta del transformador.

Comparando las figuras 7.24, 7.25 y 7.26, se observa que, a medida que se introduce el núcleo de ferrita, el pico de la curva de respuesta del transformador aumenta de tamaño hasta una posición determinada denominada de *acoplamiento crítico*. A partir de ese punto, si se sigue introduciendo el núcleo o, lo que es lo mismo, aumentando el acoplamiento, la curva de respuesta pasa a presentar dos máximos (figura 7.27b), situados a un mismo nivel que el único máximo correspondiente al acoplamiento crítico.



7.27 a) Transformador de FI con núcleo excesivamente introducido, produciendo un fuerte acoplamiento. b) Curva de respuesta del transformador.

En las curvas de respuesta de las figuras 7.24 a 7.27 se observa también que, a medida que aumenta el acoplamiento, aumenta el ancho de banda, es decir, disminuye la selectividad. La amplitud de la curva de respuesta también aumenta, pero sólo hasta que se alcanza el acoplamiento crítico.

De todo esto se deduce que el ajuste correcto de un transformador de FI para receptor de radio se alcanza justo cuando se alcanza el acoplamiento crítico, en el cual se obtiene la máxima tensión en el secundario para la frecuencia de resonancia y un ancho de banda adecuado a la selectividad.

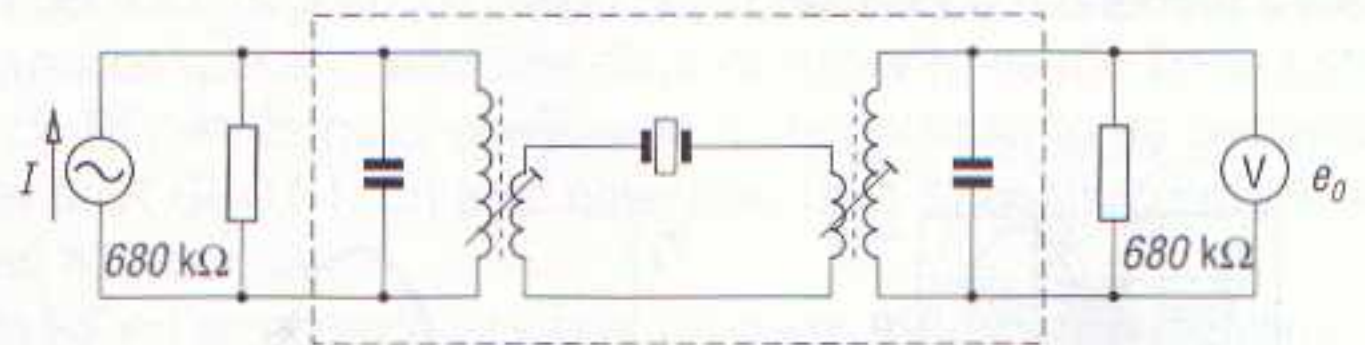
La curva de respuesta de un transformador de FI doblemente sintonizado (primario y secundario) se aproxima más a la curva de respuesta ideal que la de un transformador simplemente sintonizado. El grado de acoplamiento viene fijado por el fabricante de los transformadores y, por lo tanto, al efectuar un montaje no debe retocarse.

Para finalizar este apartado diremos que la misión de un transformador de FI no es obtener una ganancia adicional, sino la de fijar la selectividad, razón por la cual es frecuente que el número de espiras del primario y del secundario sea el mismo.

FILTROS HÍBRIDOS DE FI

El filtro híbrido de FI está compuesto por un circuito resonante LC a la entrada, otro circuito resonante LC en la salida y un resonador cerámico a la FI en el centro (figura 7.28).

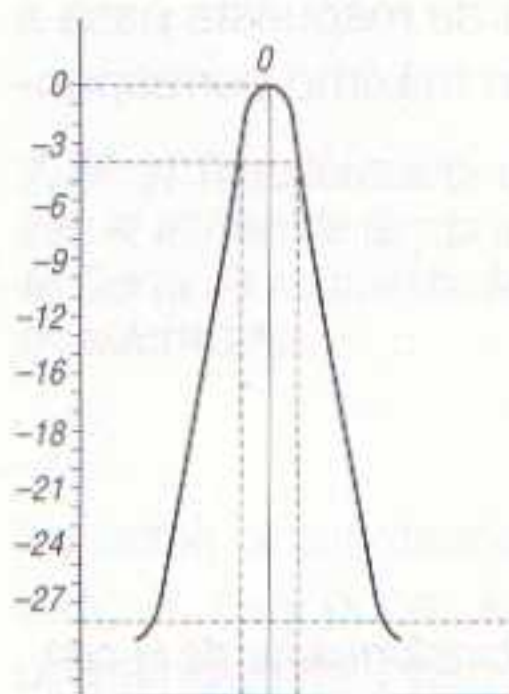
7.28 Esquema eléctrico de un filtro híbrido de FI, con su circuito de medida.



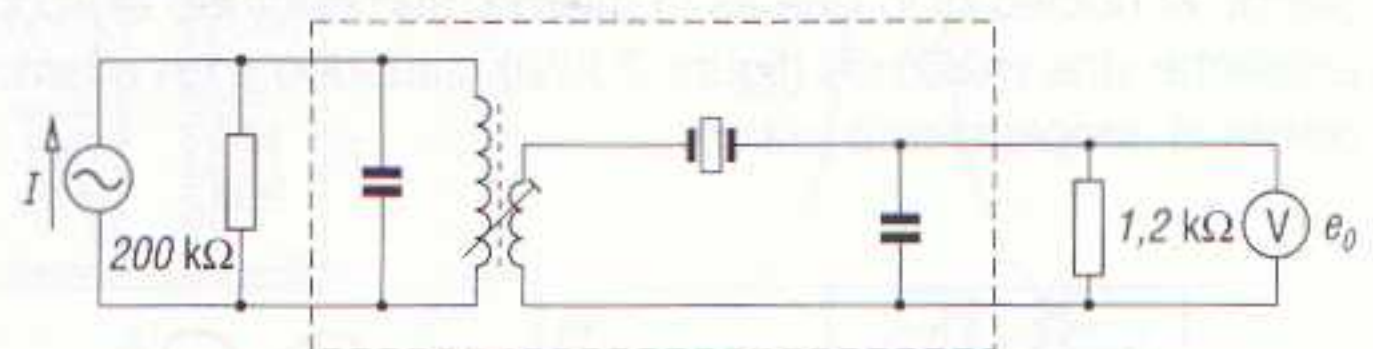
Las características más importantes de este filtro, comparándolo con los convencionales, son:

- Alta selectividad en FI.
- Pequeño tamaño.
- No precisa de ajuste de la FI, pues viene ajustado de fábrica.

Suelen estar ajustados a una frecuencia central de 455 ± 2 kHz, con un ancho de banda, con atenuación de 3 dB, de $5 \pm 0,5$ kHz. A 9 kHz de la frecuencia central de 455 kHz, la atenuación es superior a los 28 dB (figura 7.29).



7.29 Curva de respuesta de frecuencia típica de un filtro híbrido de FI.



7.30 Esquema de otro filtro híbrido para FI, con su circuito de medida.

La atenuación a 5 MHz supera los 80 dB. La impedancia de entrada y salida del filtro es de 680 kΩ. La frecuencia central y el ancho de banda de atenuación de 3 dB permanece prácticamente constante, dentro de un margen de temperaturas comprendido entre -25 °C y $+75$ °C. Estos filtros pueden utilizarse en receptores transistorizados o con circuitos integrados.

En la figura 7.30 se ha dibujado el esquema de otro filtro híbrido para FI, pero esta vez de segundo orden. Este filtro está formado por un circuito resonante LC a la entrada y un resonador cerámico piezoeléctrico. La frecuencia central de este filtro es de 460 ± 2 kHz, con un ancho de banda con una atenuación de 3 dB de $4,2 \pm 0,5$ kHz. La atenuación a 9 kHz de la frecuencia central es mayor de 26 dB y a 5 MHz supera los 60 dB. La impedancia de entrada del filtro es de 200 kΩ, y la de salida, de 1,2 kΩ.

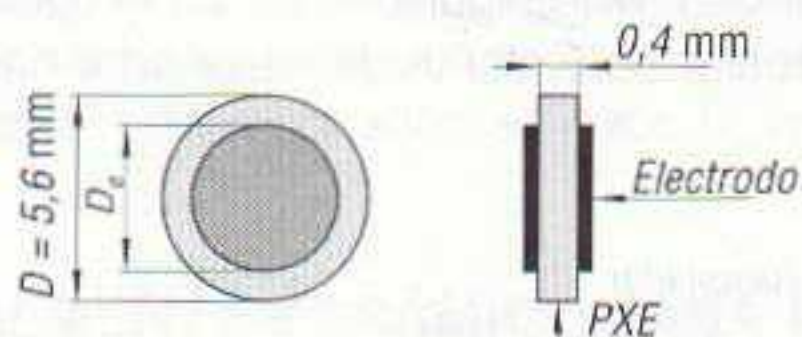
Veamos ahora el porqué de la utilización de estos filtros, así como el modo de utilizarlos. En primer lugar destacamos que para mejorar la selectividad en los receptores de radio es aconsejable la utilización de filtros que incorporen más de dos circuitos resonantes. Esto resulta particularmente difícil utilizando los circuitos resonantes *LC* convencionales, ya que sus factores de calidad son algo pequeños (típico de 100 a 400). En el caso de utilizar resonadores cerámicos, éstos presentan la ventaja de tener pocas pérdidas y de poder fabricarse con un factor de calidad de 1.000 (e incluso mayor). Todo esto hace que los resonadores cerámicos sean muy adecuados para ser utilizados en filtros de FI de etapas múltiples, siendo su empleo cada vez más extendido por los fabricantes de radorreceptores.

Las ventajas más importantes que pueden citarse de los resonadores cerámicos, en comparación con los circuitos resonantes *LC*, son las siguientes:

- No necesitan ajuste después del montaje.
- Factores de calidad más elevados.
- Dimensiones más pequeñas.
- Inmunidad a los campos magnéticos parásitos.
- No producen campos magnéticos.
- Precio reducido.

RESONADORES PARA AM

El resonador cerámico consiste en un delgado disco de material cerámico (*piezóxido PXE6*) con un electrodo a cada lado (figura 7.31). Este disco está polarizado axialmente, es decir, perpendicularmente a las superficies paralelas.



7.31 Constitución de un resonador cerámico.

Al igual que cualquier material piezoeléctrico, al aplicar una tensión alterna a los electrodos del resonador, éste entra en vibración. Con las dimensiones indicadas en la figura 7.31, es decir, con un disco de 5,6 mm de diámetro y 0,4 mm de grueso, la primera resonancia se produce en el modo radial o planar y para la gama de frecuencias comprendida entre 452 y 480 kHz, es decir, para una gama de frecuencias perfectamente válida para que el resonador sea utilizado en las etapas de FI de los receptores de AM.

El contacto eléctrico con los electrodos del resonador cerámico debe realizarse de forma que la vibración mecánica no quede afectada. El punto más adecuado para fijar el resonador es el centro del disco. Con el fin de combinar la rigidez mecánica y el amortiguamiento mínimo, el resonador se sostiene entre dos puntos de contacto centrales. Aparte de la frecuencia de resonancia nominal, cada resonador se caracteriza por un número de sobretonos, que son típicos para el modo de vibración que se considere, los cuales no son cifras enteras. De todas formas, estos sobretonos no son perjudiciales, ya que las correspondientes frecuencias de resonancia están suficientemente alejadas de la frecuencia de resonancia fundamental.

RESONADORES PARA FM

Se ha dicho que la frecuencia de resonancia de un resonador piezoeléctrico viene determinada por su diámetro. Así, si se desea fabricar un resonador que funcione a una frecuencia de 450 kHz, el

diámetro del mismo ha de ser de 5,6 mm. En el caso de la FM la FI es, como se sabe, de 10,7 MHz, por lo que en este caso el diámetro del disco es de tan sólo unos 200 μm . Esta dimensión del disco sobrepasa la capacidad tecnológica actual, razón por la cual en este caso es preciso seleccionar otros modos de vibración para los resonadores que funcionan a estas frecuencias.

7.32 Modo de vibración fundamental de un resonador cerámico ideal, en modo de espesor.

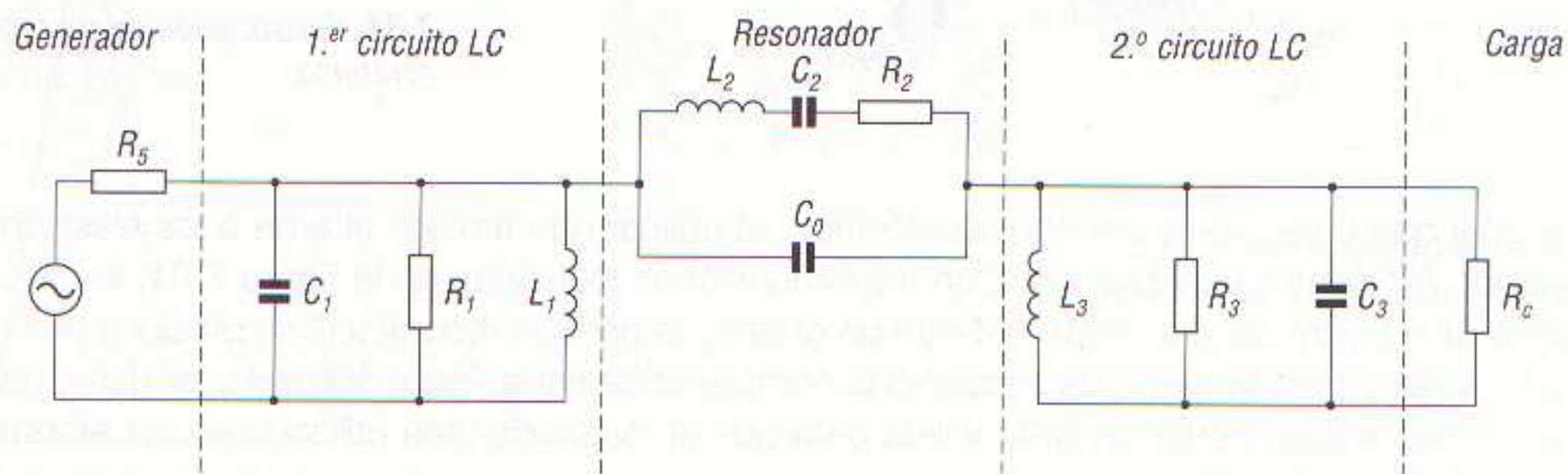


Un modo de vibración es el que se ilustra en la figura 7.32, en el cual el espesor del disco corresponde a media longitud de onda de la frecuencia de resonancia. En este caso el disco debe fijarse en la dirección radial, debido a que la resonancia del modo radial se encuentra a una frecuencia mucho más baja.

En la práctica las cosas no resultan tan fáciles, ya que el comportamiento resonante del disco piezoeléctrico también depende del diámetro en la región de la resonancia en modo espesor. Si no se toman precauciones en la elección del diámetro del electrodo, un resonador de espesor produce una serie completa de resonancias parásitas, las cuales no son armónicos adicionadas a la frecuencia fundamental.

FILTRO HÍBRIDO DE TRES ETAPAS PARA FI

Los filtros híbridos están formados (en algunos casos) por tres etapas, de las cuales dos son circuitos resonantes LC, y la tercera, un resonador cerámico (figura 7.28). En la figura 7.33 se ha dibujado el esquema del filtro, considerando el circuito equivalente del resonador cerámico, el generador de señal y la resistencia de carga R_c .



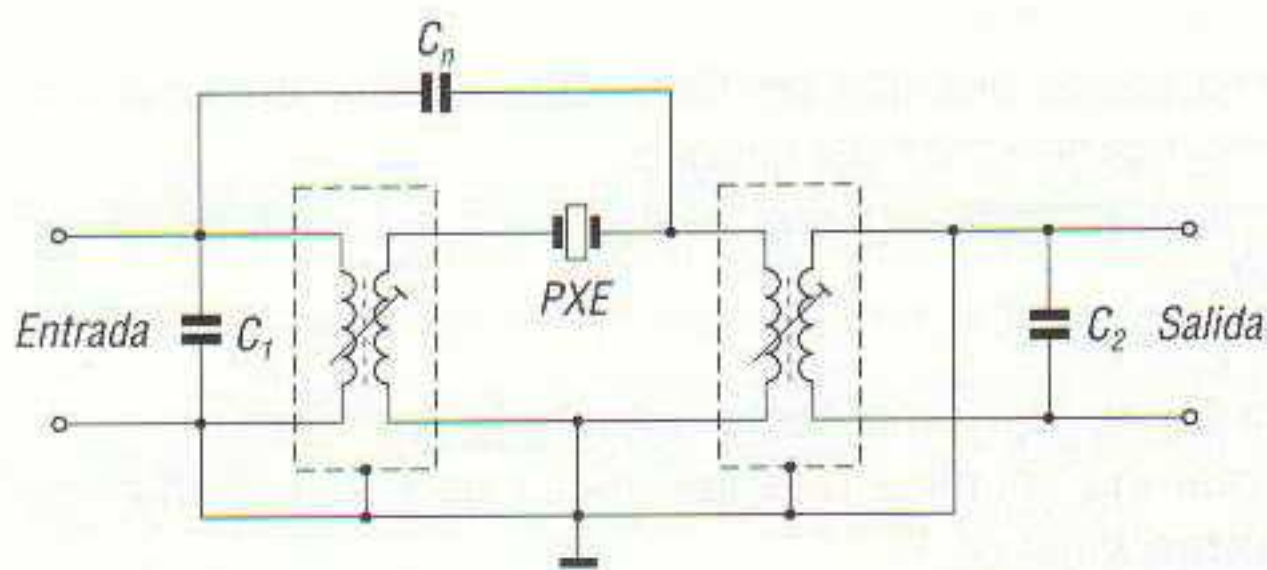
7.33 Esquema de un filtro de tres etapas con generador y carga. El circuito central equivale al de un resonador cerámico.

Sin tener en cuenta el condensador en paralelo C_0 del resonador, el filtro consta de tres circuitos resonantes selectivos:

- Un circuito resonante de entrada formado por el condensador C_1 , la inductancia L_1 y la resistencia R_1 , en paralelo.
- Un circuito resonante en el centro, que corresponde al resonador, y que se puede representar por el circuito equivalente formado por el condensador C_2 , la inductancia L_2 y la resistencia R_2 conectados en serie, todo ello en paralelo con el condensador C_0 .
- Un circuito resonante en la salida, formado por la conexión en paralelo del condensador C_3 , la inductancia L_3 y la resistencia R_3 .

La respuesta en frecuencia del primer circuito depende de las pérdidas en C_1 y L_1 , las cuales se representan por la resistencia R_1 ; es decir, R_1 es la resistencia de pérdida del circuito LC de entrada. Asimismo, también la impedancia del generador R_5 influye sobre la respuesta de frecuencia del primer circuito resonante; o sea, la respuesta de frecuencia también depende de la impedancia de salida del transistor precedente, el cual, generalmente, es el transistor mezclador. Todos los efectos inductivos y capacitivos del generador deben estar compensados ajustando los valores de C_1 y L_1 del primer circuito resonante. En el caso del circuito resonante LC de salida, la respuesta de frecuencia depende íntegramente de C_3L_3 , así como de las pérdidas en estos componentes (representadas por R_3 en la figura 7.33) y de la impedancia de carga R_C , la cual es la impedancia de entrada del transistor que sigue (normalmente un amplificador de FI).

En lo que respecta al resonador, éste equivale en su forma más simple a un circuito LC serie, compuesto por cuatro elementos: una inductancia L_2 , la resistencia R_2 y los condensadores C_2 y C_0 . Todos estos elementos no existen como componentes individuales, sino que han de determinarse sus respectivos valores mediante medición indirecta.

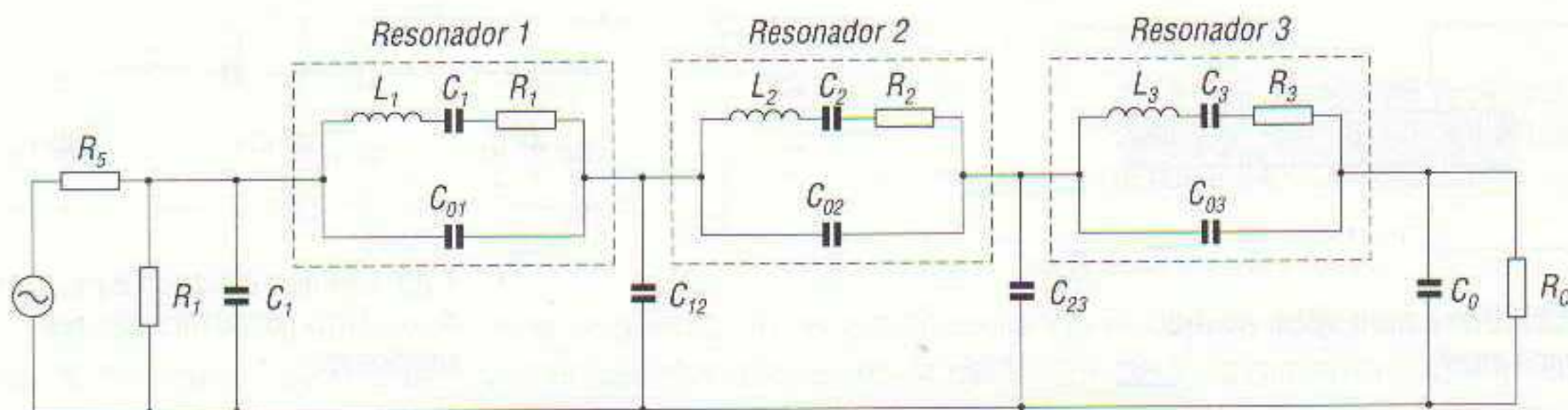


7.34 Filtro híbrido de tres etapas para FI.

Para finalizar, en la figura 7.34 se muestra el esquema de un filtro híbrido de tres etapas. En este circuito el condensador C_n tiene por misión compensar la asimetría del pasa bandas causada por la resonancia paralela del resonador; es decir, C_n neutraliza la capacidad C_0 de la figura 7.33.

FILTRO TOTALMENTE CERÁMICO PARA FI

Si se eligen resonadores piezoeléctricos cerámicos que tengan un coeficiente de acoplamiento suficientemente elevado, se pueden construir filtros de FI sin necesidad de utilizar circuitos resonantes LC convencionales.



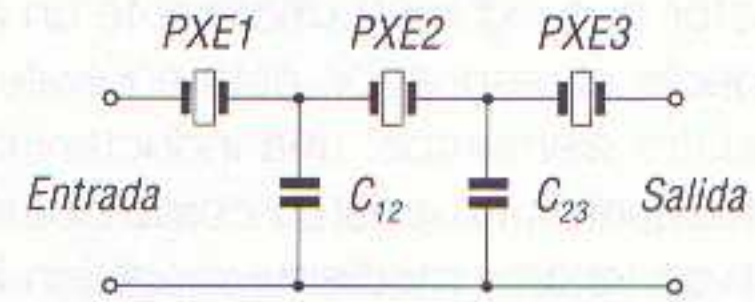
7.35 Filtro equivalente para FI, totalmente cerámico, de tres etapas.

La figura 7.35 corresponde al esquema del circuito equivalente de un filtro para FI totalmente cerámico, el cual está compuesto por tres resonadores piezoeléctricos cerámicos. El acoplamiento entre los resonadores se realiza mediante los condensadores C_{12} y C_{23} . La entrada del circuito está cargada por la resistencia R_5 del generador (impedancia de salida del transistor mezclador). La resistencia R_1 sirve para ajustar el primer circuito resonante al factor de calidad requerido, y también

forma parte del circuito de polarización del transistor precedente (normalmente mezclador). La resistencia de carga R_C (en la salida del filtro) corresponde a la impedancia de entrada del siguiente transistor.

Para una banda de frecuencias estrecha, es decir, el pasa bandas, se puede determinar la respuesta de frecuencia del filtro a partir de los tres resonadores acoplados capacitivamente. Al igual que en el caso de los filtros híbridos para FI, la dependencia de la frecuencia de la impedancia de transferencia se fija por los factores de calidad de los tres resonadores y por sus coeficientes de acoplamiento mutuo.

7.36 Circuito práctico del filtro de tres etapas para FI, totalmente cerámico, de la figura 7.35.



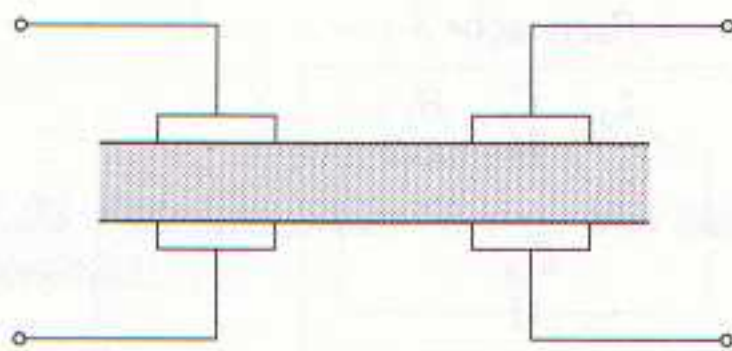
En la figura 7.36 se puede ver el esquema práctico del filtro de FI totalmente cerámico de la figura 7.35, en el cual se observa la enorme sencillez del circuito.

Los filtros de FI totalmente cerámicos poseen algunas ventajas sobre los filtros híbridos múltiples. Merecen ser citadas las siguientes:

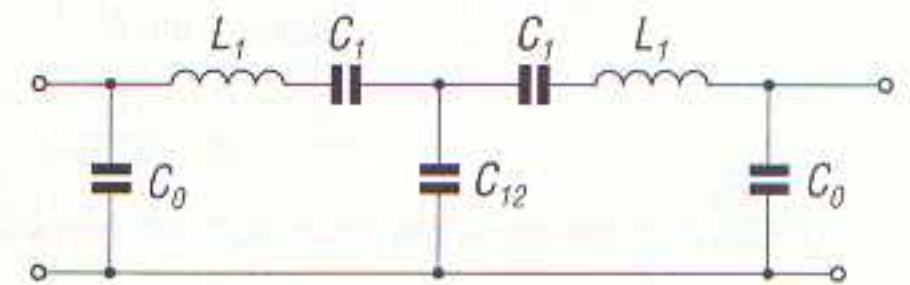
- Todos los circuitos resonantes tienen el mismo coeficiente de temperatura.
- Ocupan menos espacio, ya que los cristales piezoeléctricos son de dimensiones mucho más pequeñas que los transformadores de FI.
- No precisan de ajuste después del montaje.
- Son más estables en el funcionamiento.

FILTROS MONOLÍTICOS

Al estudiar los resonadores para FM se indicó que se pueden eliminar las indeseables vibraciones no armónicas mediante una apropiada elección del tamaño de los electrodos. Una forma de evitar interferencias consiste en disponer cierto número de resonadores en un mismo chip, suficientemente alejados entre ellos. Recíprocamente, si se colocan dos resonadores cerca uno del otro, las vibraciones del primero provocan la resonancia del segundo (figura 7.37).



7.37 Filtro monolítico de dos secciones.



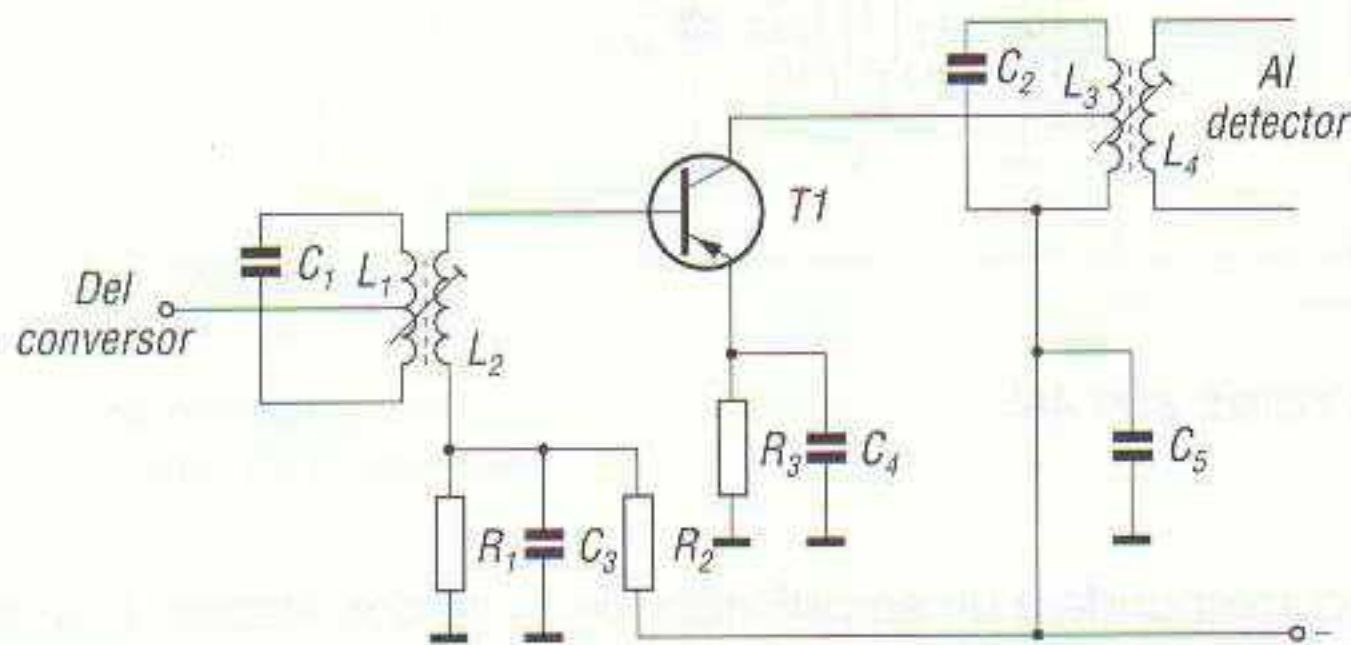
7.38 Circuito eléctrico equivalente de un filtro monolítico de dos secciones.

Se trata de un único cristal con doble sistema de electrodos, razón por la cual recibe el nombre de *filtro monolítico*. El acoplamiento de los resonadores es análogo al de dos circuitos LC mediante una inductancia mutua.

La figura 7.38 muestra el circuito eléctrico equivalente de un filtro monolítico de dos secciones. El grado de acoplamiento entre los dos circuitos está determinado por la distancia entre los electrodos, la cual, a su vez, da lugar a una capacidad C_{12} en el circuito equivalente.

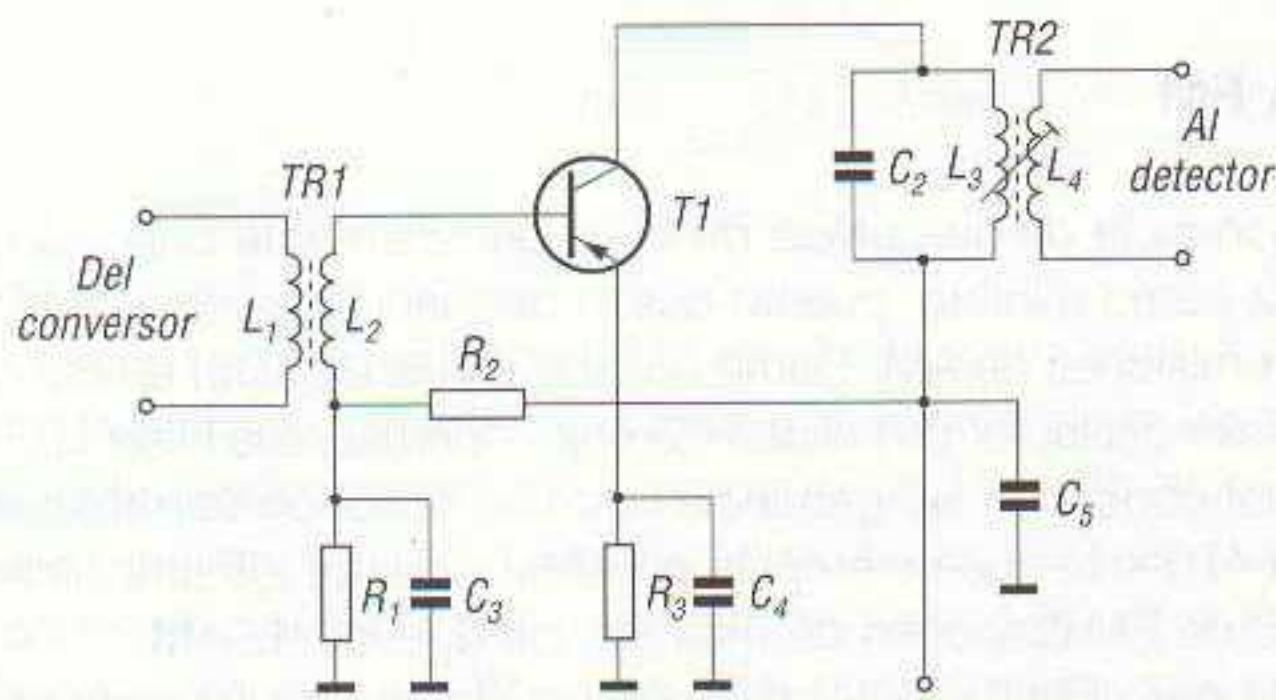
EJEMPLOS DE AMPLIFICADORES DE FI TRANSISTORIZADOS PARA AM

En la figura 7.39 se ha dibujado el esquema de un amplificador de FI, de una etapa, para AM. Los transformadores en este amplificador tienen un único circuito sintonizado y están derivados.



7.39 Amplificador de FI transistorizado, de una etapa, para AM.

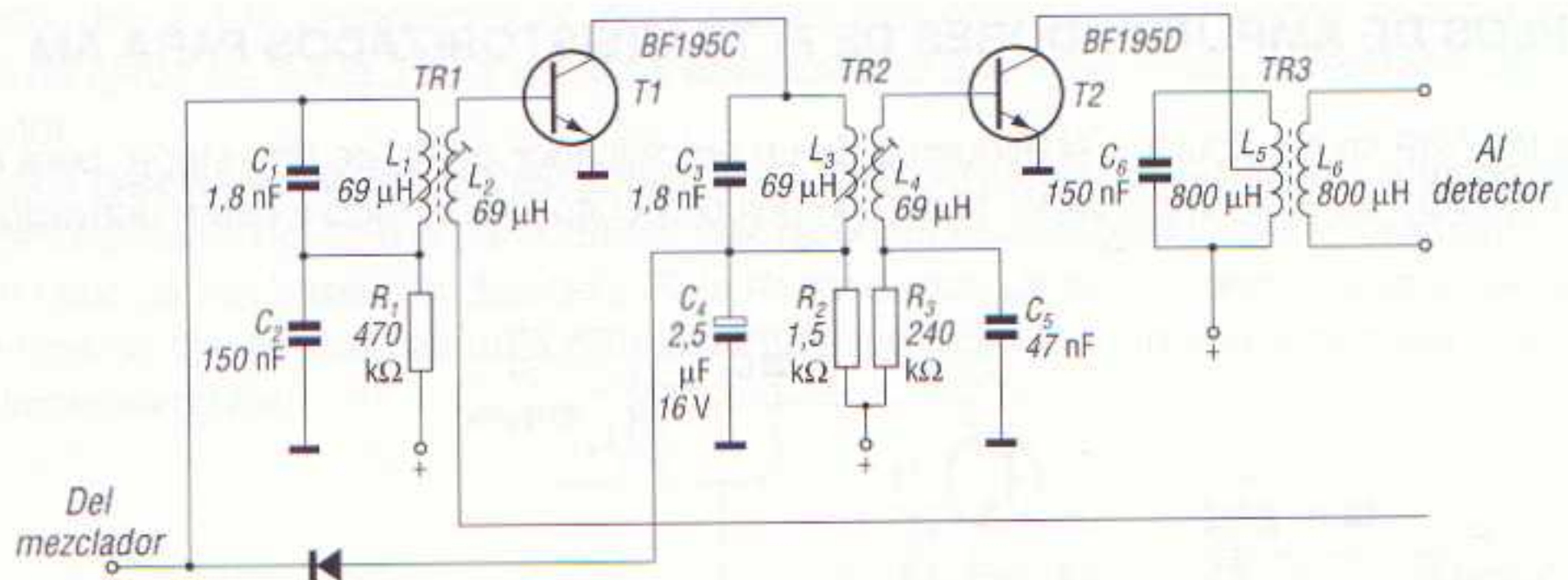
La adaptación correcta de la alta impedancia de salida de la siguiente etapa se obtiene, en primer lugar, por no tener sintonizado el devanado secundario de cada transformador y, en segundo lugar, por derivarse el devanado primario de cada transformador. La sintonización a la FI de cada transformador se obtiene introduciendo más o menos el núcleo de ferrita de éstos. La polarización adecuada de la base del transistor se obtiene por medio del divisor de tensión constituido por las resistencias R_1 y R_2 y la resistencia óhmica del devanado L_2 del primer transformador. El condensador C_3 es de desacoplo, pues ofrece una baja reactancia al paso de la señal de FI, poniendo en conexión a masa la parte inferior del secundario del primer transformador de FI. Esto evita que la señal se acople a través de R_2 al regresar por la fuente de alimentación hacia otra etapa. El condensador C_5 es también un condensador de desacoplo de la FI. Este condensador C_5 es de alto valor y se utiliza con el fin de evitar que la tensión de la fuente de alimentación varíe las frecuencias de FI, radiofrecuencia y audio, o afecten a otras etapas que estén conectadas a la misma fuente de alimentación.



7.40 Amplificador de FI de una etapa con el transistor conectado al circuito sintonizado.

En la figura 7.40 se puede ver el esquema de un amplificador de FI de una sola etapa, muy similar al de figura 7.39 excepto que el colector del transistor está conectado al extremo superior del circuito sintonizado formado por C_2 y L_3 , en lugar de estar conectado en una derivación. También en este caso el condensador C_3 actúa como cortocircuito para la FI, puesto que está en paralelo con R_1 . Así, en la bobina L_2 aparece la tensión de FI. El condensador C_4 ofrece también baja impedancia para la señal de FI, de tal forma que el emisor del transistor puede considerarse conectado a masa en lo que respecta a la señal de FI, y la tensión en R_3 es, por tanto, sólo continua. El condensador C_5 está también conectado a masa, actuando como un cortocircuito para la señal de FI, apareciendo la tensión de la FI en el circuito sintonizado formado por C_2 y L_3 .

En el circuito de la figura 7.40 el colector del transistor está directamente conectado al circuito sintonizado, de forma que su resistencia de salida está conectada a través del citado circuito.



7.41 Típico amplificador de FI de dos etapas, para AM.

El esquema de la figura 7.41 corresponde a un amplificador de FI de dos etapas. Los circuitos sintonizados de FI primero y segundo son idénticos y están compuestos por los condensadores de sintonía C_1 y C_2 de 1,8 nF y los devanados L_1 y L_3 de 69 μ H, con lo cual se obtiene una frecuencia de resonancia de:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{1}{2 \times 3,14 \times \sqrt{69 \times 10^{-6} \text{ H} \times 1,8 \times 10^{-9} \text{ F}}} \approx 452 \text{ kHz}$$

valor éste que corresponde a la FI elegida para el circuito.

El amplificador de FI de la figura 7.41 es más utilizado que los de las figuras 7.39 y 7.40, ya que la ganancia, ancho de banda y selectividad de un amplificador de FI dejan bastante que desear si se utiliza una sola etapa.

Más de dos etapas amplificadoras pocas veces se utilizan en receptores de AM, debido a la relativamente poca ganancia que se obtiene con la tercera etapa, en comparación con la obtenida con dos etapas.

AMPLIFICADORES DE FI PARA FM

En el caso de receptores de FM, la ganancia de una etapa de FI es generalmente baja, ya que el ancho de banda en FM es de 150 kHz como mínimo, puesto que la desviación es de ± 75 kHz, en lugar de los $\pm 4,5$ kHz utilizados en las emisiones de AM. Como consecuencia de esto, en FM deben utilizarse circuitos sintonizados con un valor del factor de calidad (Q) bajo. Además, a la FI de 10,7 MHz con la que se trabaja en FM no es fácil conseguir las ganancias que se obtienen con frecuencias mucho más bajas, como las de 450 a 470 kHz que se emplea en AM. Por esto, los amplificadores de FI utilizados en los radiorreceptores de FM disponen de más etapas que los de AM.

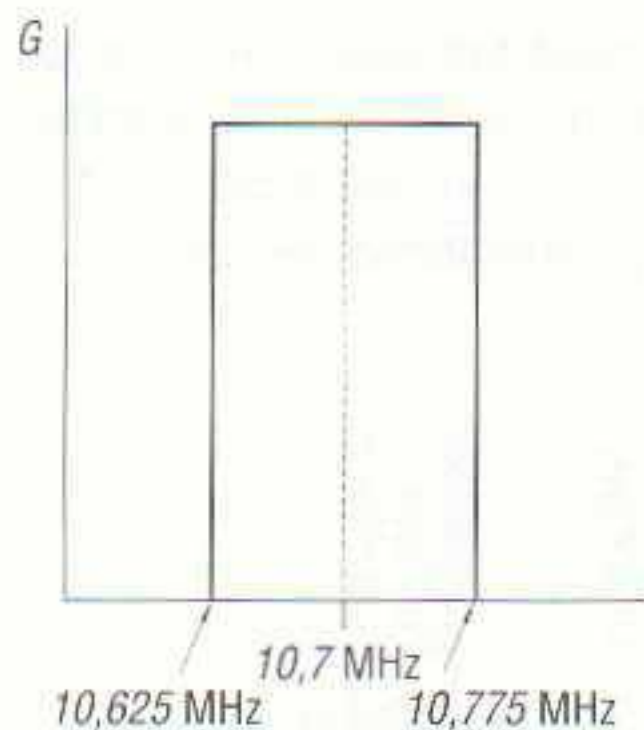
Básicamente, un amplificador de FI para FM es idéntico a un amplificador de RF excepto que los componentes para el circuito sintonizado han sido especialmente seleccionados para señales cuyas frecuencias están cercanas a los 10,7 MHz, en lugar de estar extendidas sobre la banda de 88 a 108 MHz del amplificador de radiofrecuencia de FM.

Considerando todo lo expuesto, un amplificador de FI ideal para FM ha de presentar una curva de respuesta similar a la que se ilustra en la figura 7.42; es decir, su ganancia ha de ser la misma desde la frecuencia de corte inferior:

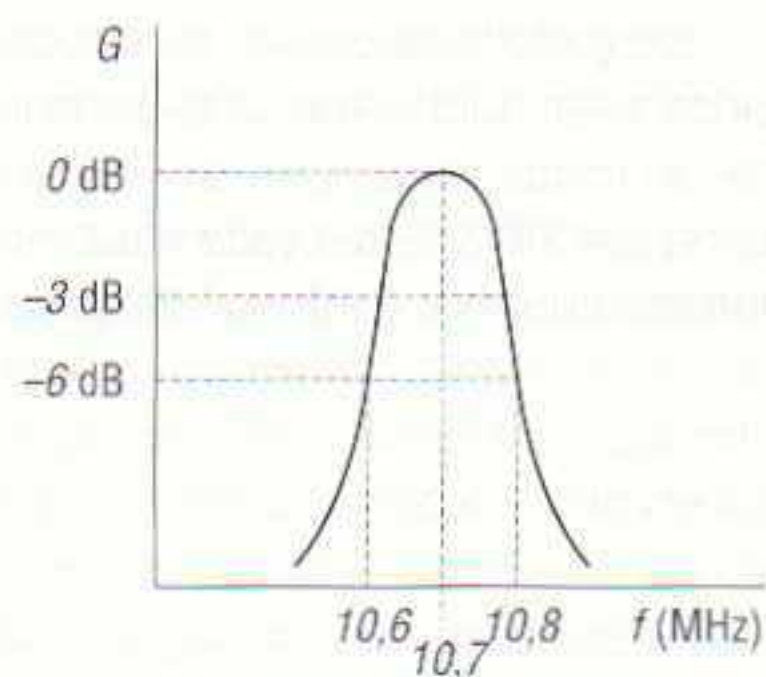
$$f_{ci} = f_{FI} - 0,075 \text{ MHz} = 10,7 \text{ MHz} - 0,075 \text{ MHz} = 10,625 \text{ MHz}$$

hasta la frecuencia de corte superior:

$$f_{cs} = f_{FI} + 0,075 \text{ MHz} = 10,7 \text{ MHz} + 0,075 \text{ MHz} = 10,775 \text{ MHz}$$

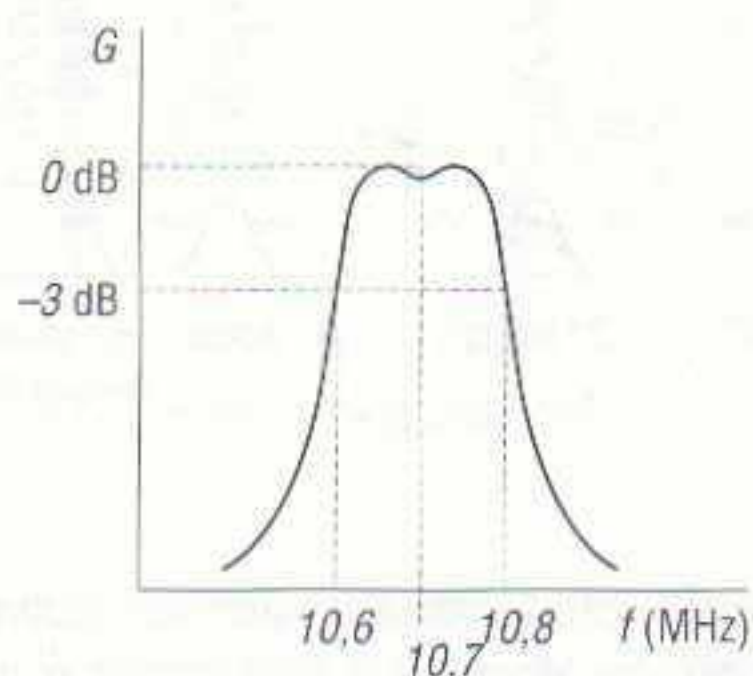


7.42 Curva de respuesta ideal de un amplificador de FI para FM.



7.43 Curva de respuesta «demasiado aguda» de un amplificador de FI para FM.

Sin embargo, un circuito resonante no se comporta igual para todas las frecuencias, presentando una forma semejante a la que se muestra en la figura 7.43. En este caso se consideran frecuencias de corte aquellas para las cuales la tensión está 3 dB por debajo del valor máximo, es decir, un 70,7 % del valor máximo. Si los circuitos están sintonizados de forma crítica, se obtiene una curva de respuesta como la que se muestra en esta figura, lo cual puede ser causa de que la señal de salida del amplificador de FI se module en amplitud y produzca distorsión (cada frecuencia tendrá una amplitud distinta).



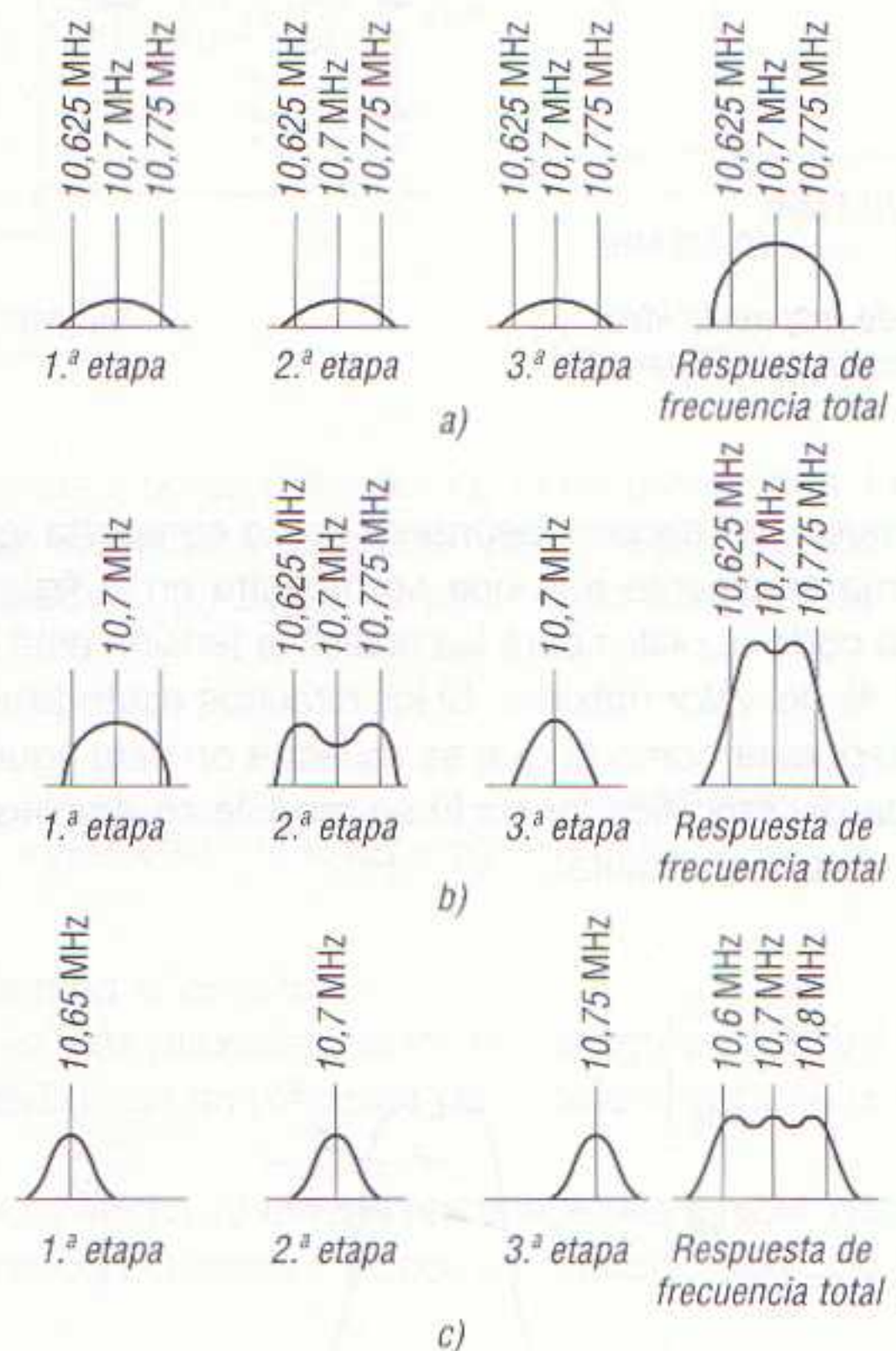
7.44 Curva de respuesta idónea para un amplificador de FI para FM.

Un buen pasa bandas para FM es el que se muestra en la figura 7.44. En esta curva el ancho de banda es relativamente constante por encima de la gama de frecuencia deseada. El ancho de banda del amplificador no debe ser menor de 150 kHz en los puntos donde la tensión sea el 70,7 % del valor máximo (-3 dB). Si el ancho de banda es más estrecho, o si el descenso es demasiado grande en el centro del pasa bandas (frecuencia intermedia de 10,7 MHz), se produce distorsión.

Se ha dicho que en FM se precisa, normalmente, tres pasos amplificadores de FI (como mínimo dos); esto es debido a que las altas frecuencias con las que se trabaja aumentan las pérdidas en un circuito de FM en comparación con el de AM y, como consecuencia, la ganancia de la etapa amplificadora de FI es menor en FM. Sin embargo, un aumento de pasos amplificadores produce una disminución del ancho de banda del circuito, haciéndose más estrecho, lo cual no es deseable cuando precisamente lo que se busca es un ancho de banda bastante mayor que en AM.

Efectivamente, si en la salida del primer paso amplificador se tiene una frecuencia de corte inferior de 10,6 MHz, cuya amplitud es el 70,7 % de la amplitud de la FI a 10,7 MHz, al aplicarla al segundo paso la citada frecuencia de 10,6 MHz vuelve a ser amplificada nuevamente el 70,7 % y, por consiguiente, en la salida de este segundo paso la amplitud de la señal de 10,6 MHz sólo tendrá el 49 % del valor de la señal de 10,7 MHz, es decir, habrá sufrido una atenuación de 6 dB. Si se añade un tercer paso amplificador, la amplitud de la señal de 10,6 MHz queda reducida a sólo el 35 % de la amplitud de la señal de 10,7 MHz (atenuación de 9 dB).

De todo lo expuesto se deduce que el pasa bandas de cada etapa individual de FI debe ser un poco más ancho que el pasa bandas que se desea en la salida, de forma que el pasa bandas total de todas las etapas de FI sea lo suficientemente amplio para que queden amplificadas, por encima del 70,7 % del valor máximo de la FI, todas las frecuencias correspondientes a las bandas laterales superior e inferior de la señal de FM.



7.45 Métodos comunes de sintonía de los circuitos de FI para FM.

La respuesta correcta del pasa bandas se puede obtener de tres formas distintas (figura 7.45); con cada una de ellas se obtiene una combinación de ganancia satisfactoria y una respuesta de frecuencia suficientemente ancha para una buena fidelidad, y angosta para la selectividad. Las curvas de respuesta resultantes de la utilización de tres transformadores de FI con estos métodos de sintonía se ilustran también en la figura 7.45.

El primer método (figura 7.45a) utiliza tres transformadores de sintonía simple, con un factor de calidad Q bajo, de forma que permite un ancho de banda suficiente. El factor de calidad Q , cuando es de bajo valor, tiende a disminuir la ganancia propia de cualquier etapa. No obstante, los tres circuitos sintonizados en cascada producen un valor de ganancia total satisfactorio, con un buen ancho de banda. En este método la primera etapa proporciona una ganancia para las frecuencias de 10,625 y 10,775 MHz superior al 70,7 % del valor de la ganancia a la frecuencia de 10,7 MHz, al igual que el segundo paso. En el tercer paso la ganancia de las frecuencias de 10,625 y 10,775 MHz quedan situadas al 70,7 % del valor de la ganancia máxima, con lo cual la respuesta total de frecuencia proporciona el ancho de banda adecuado para FM.

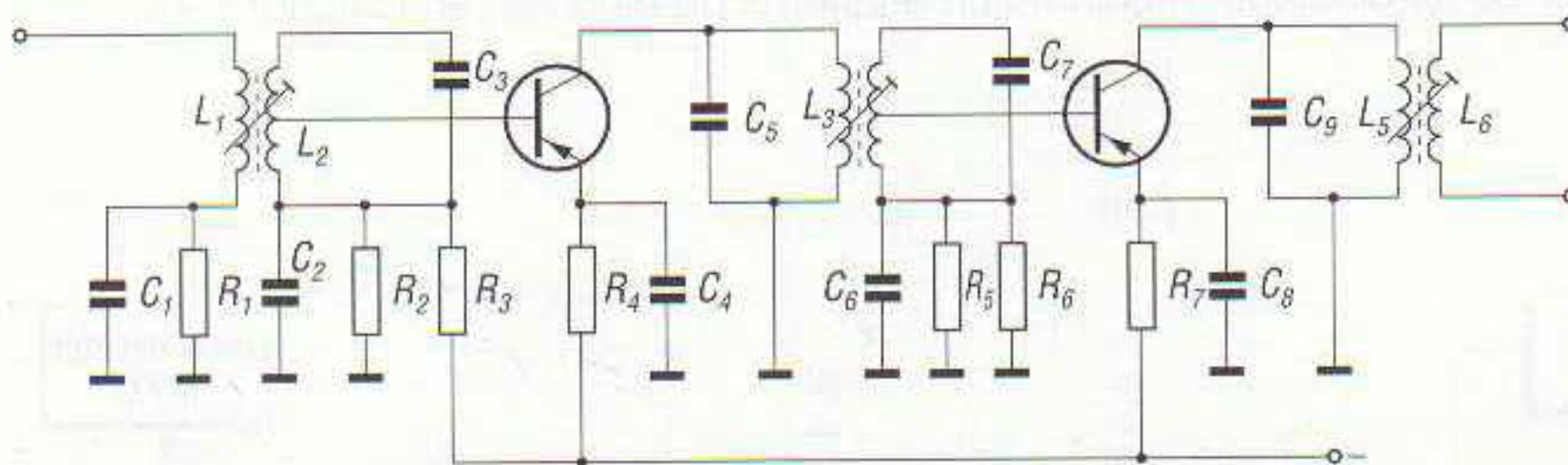
En el segundo método de sintonía (figura 7.45b), el primer y tercer transformadores de FI se sintonizan a 10,7 MHz, quedando las frecuencias de 10,625 y 10,775 MHz al 70,7 % del valor de ganancia máxima. El segundo transformador de FI se sobreacopla, es decir, se ajusta intencionadamente el núcleo del transformador de forma que se produzca entre primario y secundario un acoplamiento fuerte. De esta forma en la segunda etapa se amplifica al máximo las frecuencias de 10,625 y 10,775 MHz, mientras que la de 10,7 MHz queda amplificada en menor grado. Lógicamente, si en la salida de la primera etapa las frecuencias de 10,625 y 10,775 MHz quedan atenuadas, en la segunda etapa recuperan la ganancia perdida.

El tercer método de sintonía de los transformadores de FI para FM es el que se muestra en la figura 7.45c, siendo de los tres el menos utilizado. Consiste en una sintonía escalonada de los transformadores.

El primer transformador se sintoniza a 10,65 MHz, es decir, a una frecuencia por debajo de la central de FI. El segundo transformador se sintoniza a la frecuencia central de 10,7 MHz, y el tercero, a una frecuencia por encima de la central, es decir, 10,75 MHz. De este modo, el factor de calidad Q de los transformadores individuales se mantiene lo suficientemente alto como para permitir una ganancia satisfactoria en cada banda de frecuencia a amplificar. La sintonía escalonada de las etapas de FI da como resultado una curva de respuesta de frecuencia muy buena. Las zonas de superposición en la respuesta de frecuencia del primer y segundo, y segundo y tercer transformadores de FI, tienden a combinarse y dar una ganancia en cascada a las frecuencias que entran dentro de dichas zonas. De todas formas, y a pesar de su buena respuesta de frecuencia, es, como se ha dicho, un sistema poco utilizado, ya que el procedimiento de ajuste es muy laborioso.

EJEMPLO DE AMPLIFICADOR DE FI TRANSISTORIZADO PARA FM

En la figura 7.46 se ha dibujado el esquema de un amplificador de FI transistorizado para FM, el cual no difiere de los utilizados en AM.



7.46 Amplificador de FI transistorizado para FM.

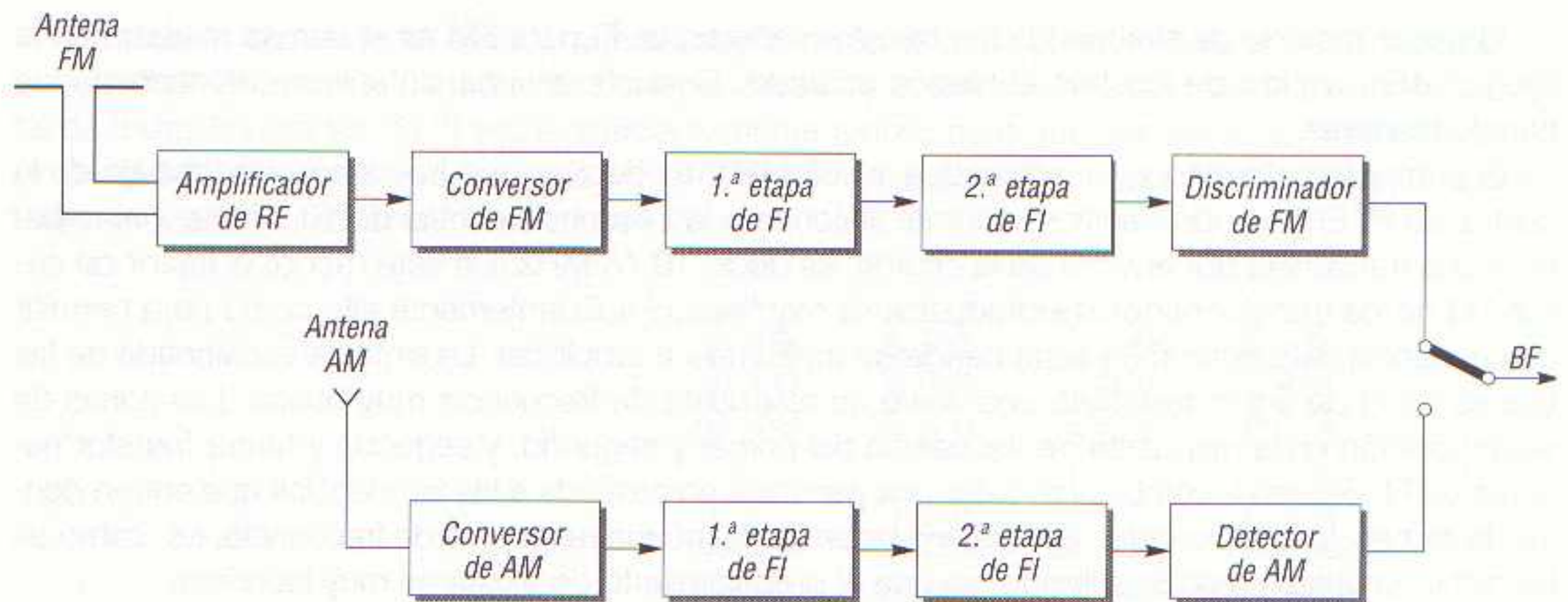
Al igual que en los amplificadores de FI para AM, la señal obtenida en el secundario de cada transformador de FI se aplica a la base de un transistor para su amplificación. Las resistencias R_2R_3 y R_5R_6 son las de polarización de base, y los condensadores C_1 , C_2 , C_4 , C_6 y C_8 se comportan como un cortocircuito para la señal de FI.

AMPLIFICADOR DE FI PARA AM/FM

Actualmente, todos los receptores de radio están preparados para la recepción de emisiones tanto en AM como en FM. Estos radioreceptores, denominados generalmente *mixtos*, utilizan un sistema de conmutación mediante el cual entran en funcionamiento los circuitos correspondientes a AM o bien los de FM.

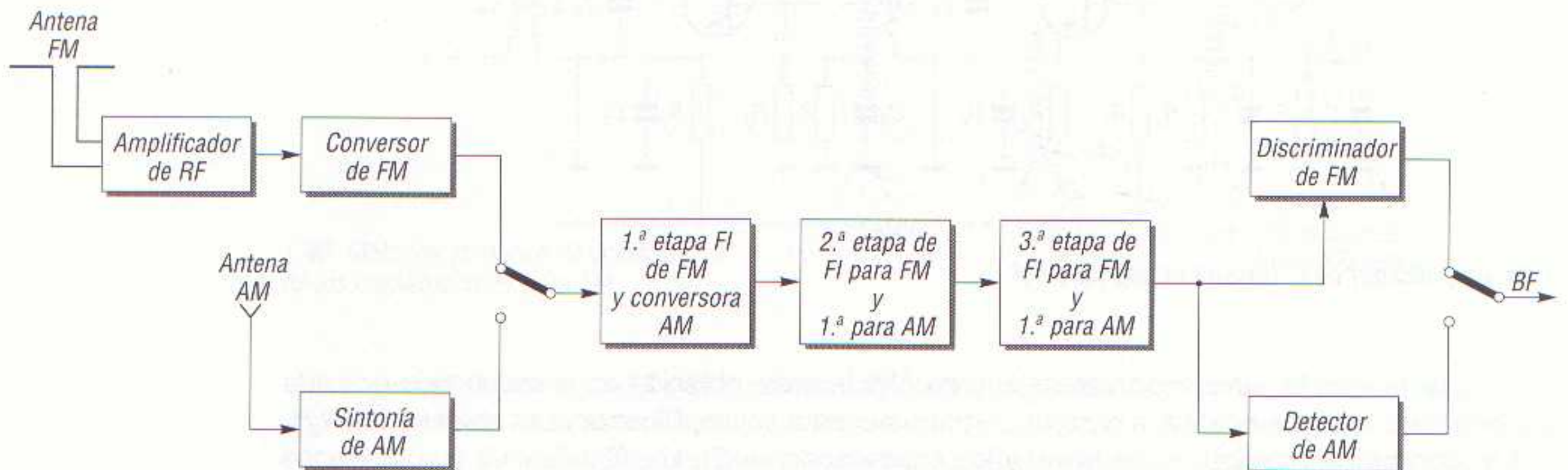
En la figura 7.47 se puede ver el esquema de bloques de todas las etapas de RF de un receptor mixto. En la recepción de FM se dispone de una primera etapa amplificadora de RF. A continuación (en la etapa conversora de FM) la señal de radiofrecuencia se mezcla con la del oscilador local, obteniéndose una señal de FI de 10,7 MHz modulada en frecuencia. La señal de FI se amplifica después en dos etapas amplificadoras (pueden ser tres) de FI para FM y, finalmente, se obtiene la señal de BF de audio en un circuito discriminador.

En la parte de AM no se dispone de amplificador de RF, por lo que la señal sintonizada se aplica directamente a la etapa conversora de AM para obtener la FI de 450 a 470 kHz, que posteriormente es amplificada en dos etapas amplificadoras de FI. En la salida de estas dos etapas se dispone un circuito detector para la obtención de la BF de audio.



7.47 Esquema de bloques de un receptor AM/FM.

En el receptor mixto de la figura 7.47 sólo son comunes las etapas de BF, por lo que su precio es elevado. Existe un sistema mediante el cual se puede abaratar el precio del receptor, aunque su ajuste es más complicado ya que existen etapas comunes de radiofrecuencia para AM y AM. Dicho receptor se ha dibujado, mediante un esquema de bloques, en la figura 7.48.



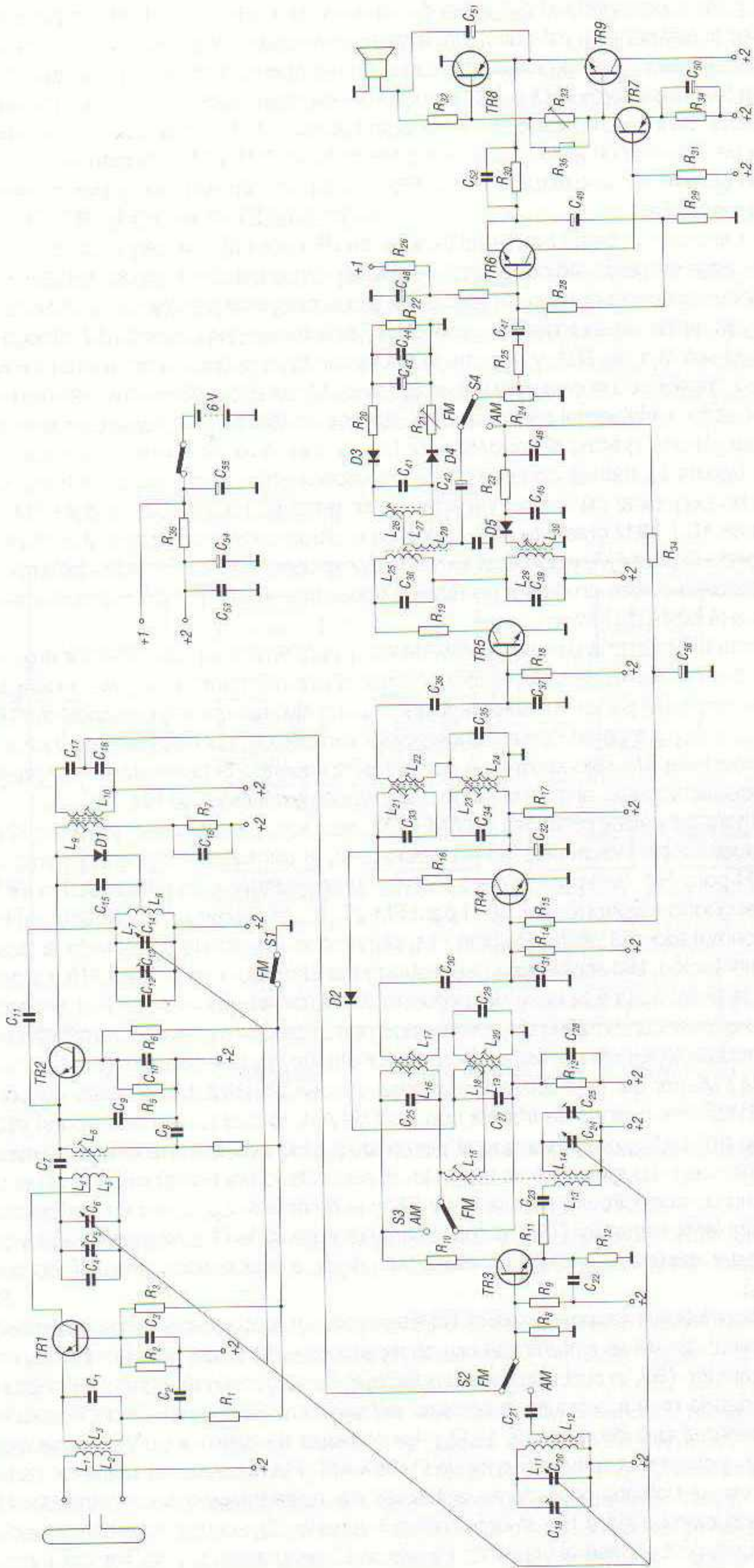
7.48 Esquema de bloques de un receptor AM/FM de concepción comercial.

En este receptor la primera etapa de FI para FM puede trabajar a su vez como etapa convertidora para AM, y la segunda y tercera etapas de FI para FM son, a su vez, la primera y segunda etapas, respectivamente, de FI para AM. Así pues, la FM dispone de dos únicas etapas de RF, diseñadas exclusivamente para este tipo de recepción: la amplificadora de RF y la convertidora.

Para la recepción de la señal de FM los conmutadores permanecen como se indica en la figura 7.48. Para la recepción de la señal de AM se cambia la posición de los conmutadores, quedando automáticamente aplicada la señal de AM a la etapa convertidora que antes trabajaba para la señal de FM como primera etapa de FI. Después de esta etapa siguen las de FI y, finalmente, la etapa detectora.

En la práctica el receptor es algo más complejo de lo que a simple vista puede deducirse de la lectura de la figura 7.48. Existen diversos sistemas de establecer estas etapas comunes, pero en casi todos los casos, y salvo raras excepciones, la mayoría de los receptores mixtos se basan en el sistema mostrado en dicha figura. Referente a las etapas de FI, y dado que éstas han de trabajar con frecuencias distintas según se trate de AM o de FM, se disponen en los mismos blindajes de dos transformadores independientes (uno para FM y el otro para AM) trabajando uno u otro ya sea por conmutación o por circuitos resonantes o filtros.

7.49 Esquema de un receptor típico AM/FM transistorizado.



La figura 7.49 corresponde al esquema de un receptor mixto transistorizado para AM/FM que, aunque no sea actualmente lo más utilizado, sí permite comprender el funcionamiento de los diseñados con circuitos integrados, de los cuales se da un ejemplo al final de este capítulo. En el circuito de esta figura los transistores $TR1$ y $TR2$ son de uso exclusivo para la recepción de la FM.

En la posición de los conmutadores el receptor trabaja en FM, por lo que el conmutador $S1$ aplica la tensión de la fuente de alimentación a los transistores $TR1$ y $TR2$. Si este conmutador pasa a la posición de abierto, los transistores $TR1$ y $TR2$ quedan sin alimentación y, por lo tanto, no trabajan estas etapas de FM.

El primer transistor trabaja como amplificador de RF para FM, y el segundo, como mezclador-autooscilador. Esta etapa de radiofrecuencia en FM es necesaria dado que las señales de FM se reciben con menos potencia que las de AM. El segundo transistor trabaja como mezclador-autooscilador. Para ello recibe en su emisor la señal de RF sintonizada (procedente del circuito de sintonía dispuesto en el colector de $TR1$) y por otra la oscilación local generada en el circuito oscilante formado por L_7 y condensadores asociados en paralelo. C_6 es el condensador variable de sintonía y C_{14} el condensador variable del oscilador local, ambos en tándem. La oscilación en el circuito oscilador local se obtiene gracias al condensador C_{11} , el cual sirve de realimentador para provocar la reacción. La bobina L_6 trabaja compensando las capacidades parásitas de entrada al transistor, con el fin de no perjudicar su normal impedancia de entrada. La señal de FI para FM, es decir, la señal mezcla de 10,7 MHz presente en la salida de la etapa conversora, pasa al primario del primer transformador de FI para FM, y que está formado por el devanado L_9 . El secundario (devanado L_{10}) dispone, en paralelo con él, un divisor de tensión capacitivo. Todo el circuito descrito pertenece *exclusivamente* a la parte de FM.

En AM existe también una parte exclusiva de ella y que, en el caso del receptor de la figura 7.49, está formada por el circuito de sintonía formado por el transformador $L_{11}L_{12}$ y condensadores asociados. C_{20} es el condensador variable de sintonía para AM, el cual, lógicamente, también está en tándem con C_6 y C_{14} , así como con el condensador variable C_{24} del oscilador local para AM. El circuito de sintonía para AM sólo entra en funcionamiento cuando el conmutador $S2$ pasa a la posición AM, desconectándose, al mismo tiempo, las etapas exclusivas de FM.

Veamos ahora las partes comunes de AM y FM, que son, en este caso, las que más interesan. Si el conmutador $S2$ está dispuesto en la posición FM, el transistor $TR3$ trabaja como primer amplificador de FI para FM. En la salida del transistor se encuentran dos primarios, de los cuales L_{16} pertenece al segundo transformador de FI para FM y $L_{18}L_{19}$ al primer transformador de FI para AM. Estando el conmutador $S3$ en la posición FM, el primario L_{16} queda conectado al positivo de la fuente de alimentación. Del secundario del segundo transformador de FI para AM, es decir, del secundario L_{17} , la señal pasa a la base del segundo transistor amplificador de FI (transistor $TR4$), en cuya salida se encuentran en serie dos devanados primarios que trabajan automáticamente en sus respectivas modulaciones sin necesitar conmutador alguno, ya que cuando por el primario L_{21} circula la FI de la FM, por ser ésta de valor alto pasa a masa sin dificultad a través del condensador C_{34} . Lo mismo sucede cuando se trabaja con la FI de AM, la cual queda aplicada al circuito resonante formado por $L_{23}C_{34}$ gracias a que el devanado L_{21} no opone impedancia alguna a frecuencias de tan bajo valor. Lo expuesto se repite en el secundario del transformador, en el que C_{35} se comporta como un cortocircuito para la FI de FM y el devanado L_{22} como un cortocircuito para la FI de AM. El siguiente transistor ($TR5$) actúa de amplificador de la FI, y en su salida pasa al primario del transformador destinado a la discriminación, es decir, a la obtención de la BF de audio de FM (devanado L_{25}).

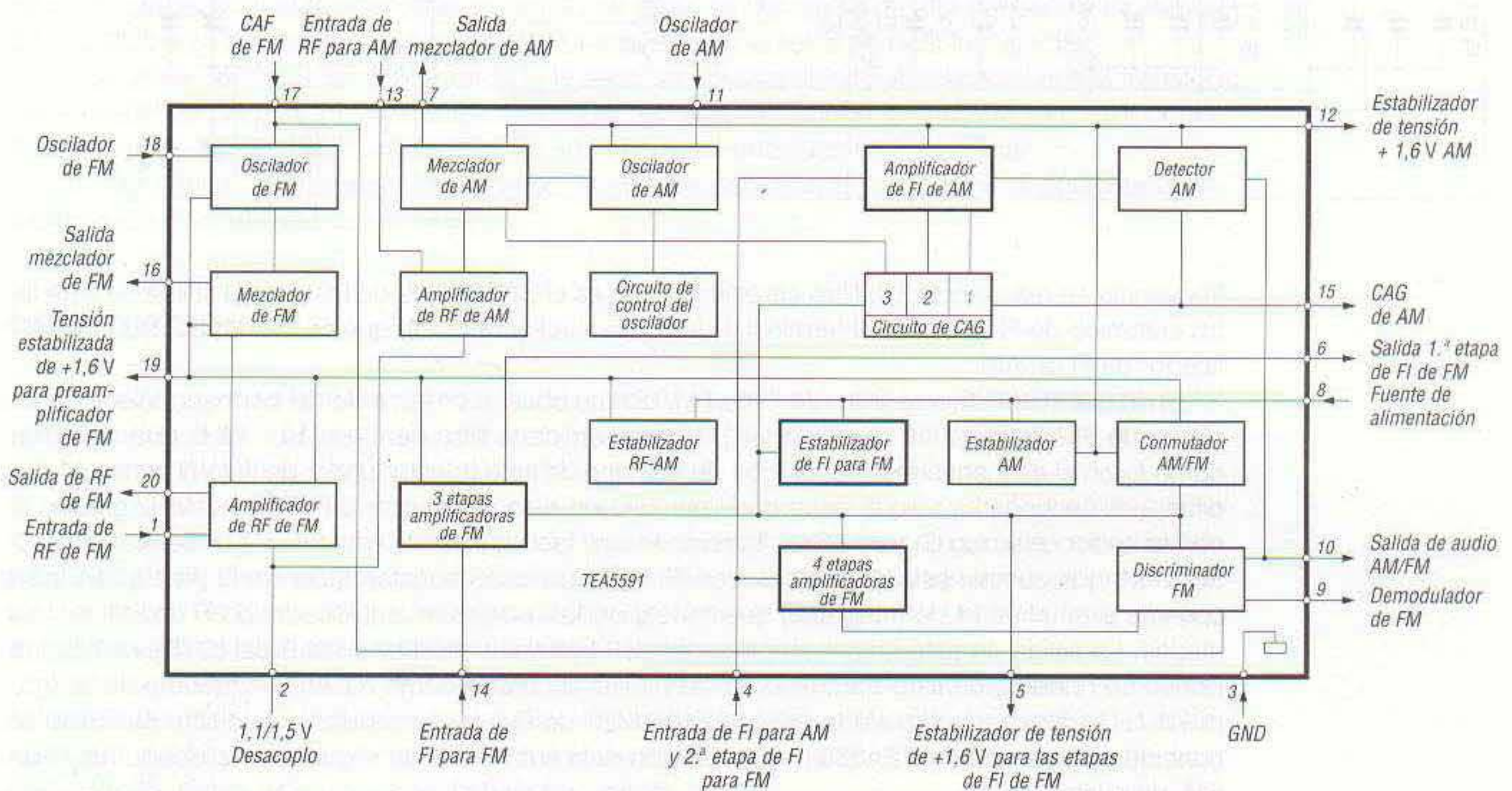
Veamos ahora cómo funciona el aparato al situar todos los conmutadores en la posición AM. En este caso la señal de AM es sintonizada por el circuito de antena formado por $L_{11}C_{20}$ y aplicada a la base del transistor $TR3$, el cual pasa ahora a trabajar como conversor. En efecto, al situar $S3$ en la posición AM, queda en cortocircuito el primario del segundo transformador de FI para FM y entra en funcionamiento el circuito oscilante $L_{14}C_{24}$. La corriente de colector de $TR3$ pasa directamente al primario $L_{18}L_{19}$ del primer transformador de FI para AM, y la corriente de salida de dicho primario pasa por una de las bobinas osciladoras, actuando de realimentación el condensador C_{23} . La frecuencia de oscilación se logra por el condensador variable C_{24} , en paralelo con la bobina L_{14} . La salida del secundario L_{20} pasa al siguiente transistor. El secundario L_{17} no impide el paso de la FI

de las señales moduladas en amplitud por ofrecer baja impedancia a ellas. Una vez amplificadas, la FI pasa a la siguiente etapa, cuya teoría de funcionamiento es similar a la anterior.

A partir del transistor *TR5* las señales de FI de AM y FM se tratan de forma distinta, por lo que se aplican a circuitos distintos (discriminador de FM y detector de AM), que son tratados en los capítulos siguientes de este libro.

AMPLIFICADORES DE FI INTEGRADOS

Actualmente, lo más usual es el empleo de circuitos integrados en los que se incorporan diversas etapas de un radioreceptor, incluso receptores completos. Lógicamente, una de las etapas que pueden integrarse es la de los amplificadores de FI, bastando añadirle los filtros adecuados de FI. Uno de estos circuitos integrados es el TEA5591, que se estudia en el capítulo dedicado a los conversores, y del cual repetimos el diagrama de bloques en la figura 7.50, destacando en él, con línea más gruesa, las etapas amplificadoras de FI, tanto de AM como de FM.

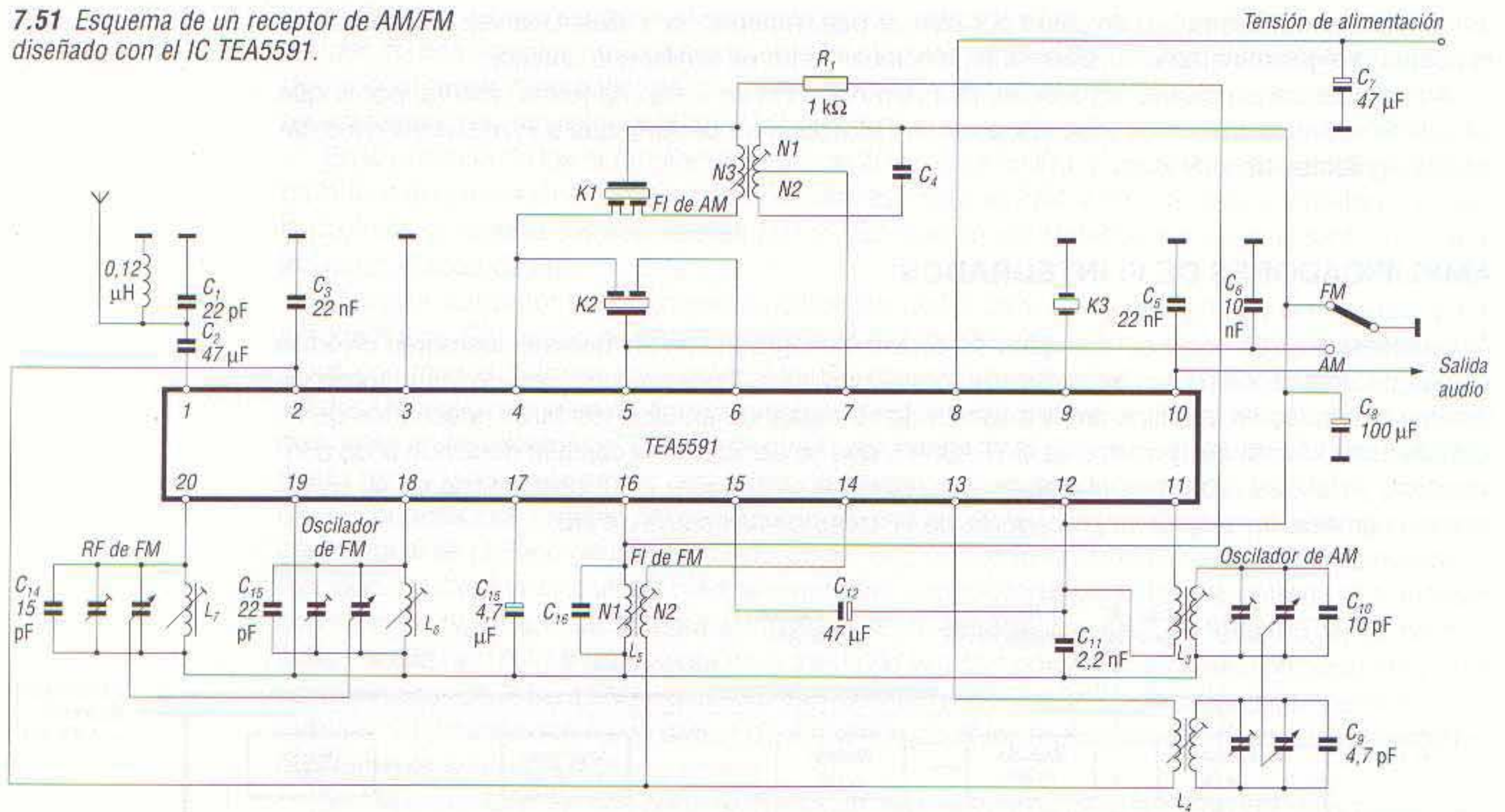


7.50 Esquema de bloques del IC TEA5591, destacando las etapas amplificadoras de FI, tanto de AM como de FM.

En el esquema de la figura 7.51 se han dibujado las conexiones de este circuito integrado. Con ayuda de ambos esquemas, a continuación se analiza el funcionamiento de las etapas amplificadoras de FI.

En lo que respecta a las etapas amplificadoras de FI para las señales de AM, se tiene que la FI obtenida en el mezclador de AM, y que aparece en el terminal 7 del IC, se aplica a un filtro de FI sintonizado a 468 kHz, indicado con L_2 en el esquema de la figura 7.51, y que está formado por un devanado $N1$ de 132 espiras, un devanado $N2$ de 14 espiras y un secundario $N3$ de 3 espiras. Estos devanados se fabrican con hilo de cobre esmaltado de 0,07 mm de diámetro, enrollados sobre núcleo de ferrita. El condensador C_4 tiene una capacidad de 180 pF, y la inductancia del primario es de 660 μ H. Existen transformadores de FI ya fabricados, como el 7MCS-7P de PHILIPS, con estas características. En el secundario de este transformador se tiene, pues, la señal de FI, de 468 kHz, modulada en amplitud, la cual se aplica a un filtro cerámico $K1$, que posee la misma

7.51 Esquema de un receptor de AM/FM diseñado con el IC TEA5591.



frecuencia de resonancia. Un filtro cerámico válido es el SFZ468 HL de PHILIPS. La salida de este filtro cerámico de FI se aplica al terminal 4 del IC (véase figura 7.50), que es la entrada de un amplificador de FI de AM.

En lo que respecta a la señal de FI de FM, que se obtiene en la salida del correspondiente mezclador de FM (terminal 16 del TEA5591), ésta se aplica al filtro de FI de 10,7 MHz que se indica como L_5 en el esquema de la figura 7.51. El primario de este transformador de FI ($N1$) posee 11 espiras, y el secundario, sólo 2, estando el primario en resonancia con la FI de 10,7 MHz gracias al condensador cerámico C_{16} , de 85 pF. También PHILIPS fabrica el transformador de FI modelo 119ACS-30120M, que cumple estas características. El secundario del transformador de FI de 10,7 MHz se conecta al terminal 14 del integrado, que corresponde a un primer amplificador de FI de FM, de tres etapas. La salida de este primer amplificador de FI se tiene en el terminal 6 del IC (figura 7.50), a donde se conecta un filtro cerámico de 10,7 MHz, indicado como $K2$ en el esquema de la figura 7.51. Un filtro cerámico válido es el SFE10.7MS2 de PHILIPS. La salida de este filtro cerámico se conecta al terminal 4 del TEA5591, que también es la entrada de un segundo amplificador de FI de FM, de cuatro etapas.

En este circuito integrado las salidas de los filtros cerámicos de 468 kHz y 10,7 MHz (de AM y FM, respectivamente) se aplican conjuntamente al terminal 4, ya que este terminal está unido internamente a las entradas de los amplificadores de FI de AM y segundo amplificador de FI de FM. Existe otra versión de este integrado, que se identifica como TEA5591A, en el cual ambos amplificadores son independientes, es decir, con entradas aisladas.

Detector de AM

INTRODUCCIÓN

En los capítulos precedentes se ha estudiado el proceso de cambios al que se someten en el receptor las ondas radioeléctricas, desde su captación por antena hasta la amplificación de la señal de FI. En todas esas etapas la señal es de RF, es decir, es una señal de alta frecuencia modulada en amplitud o en frecuencia, puesto que la FI también es una señal de radiofrecuencia.

En la salida del último amplificador de FI la señal se aplica a un circuito especial que la transforma en señal de BF. Este circuito recibe el nombre de *detector* cuando se trata de señales moduladas en amplitud y de *discriminador* cuando son señales moduladas en frecuencia.

En este capítulo se estudian los circuitos detectores para AM, dejando para el siguiente el estudio de los discriminadores para FM.

LA DETECCIÓN

La *detección*, también llamada *demodulación*, se define como el proceso mediante el cual la señal de FI, modulada en amplitud, se transforma en una onda de BF, que es fiel reflejo, tanto en amplitud como en frecuencia, de la señal de audio que tuvo su origen en la emisora.

Cualquier señal de RF posee un valor de frecuencia que, incluso en el caso de las frecuencias más bajas, es lo suficientemente elevado para que no pueda hacer vibrar ningún dispositivo mecánico que la transforme en vibraciones acústicas. Es más, incluso suponiendo que existiera un dispositivo capaz de vibrar a dicha frecuencia, tampoco sería útil puesto que nuestro oído es incapaz de captar señales de audio por encima de unos 16 kHz.

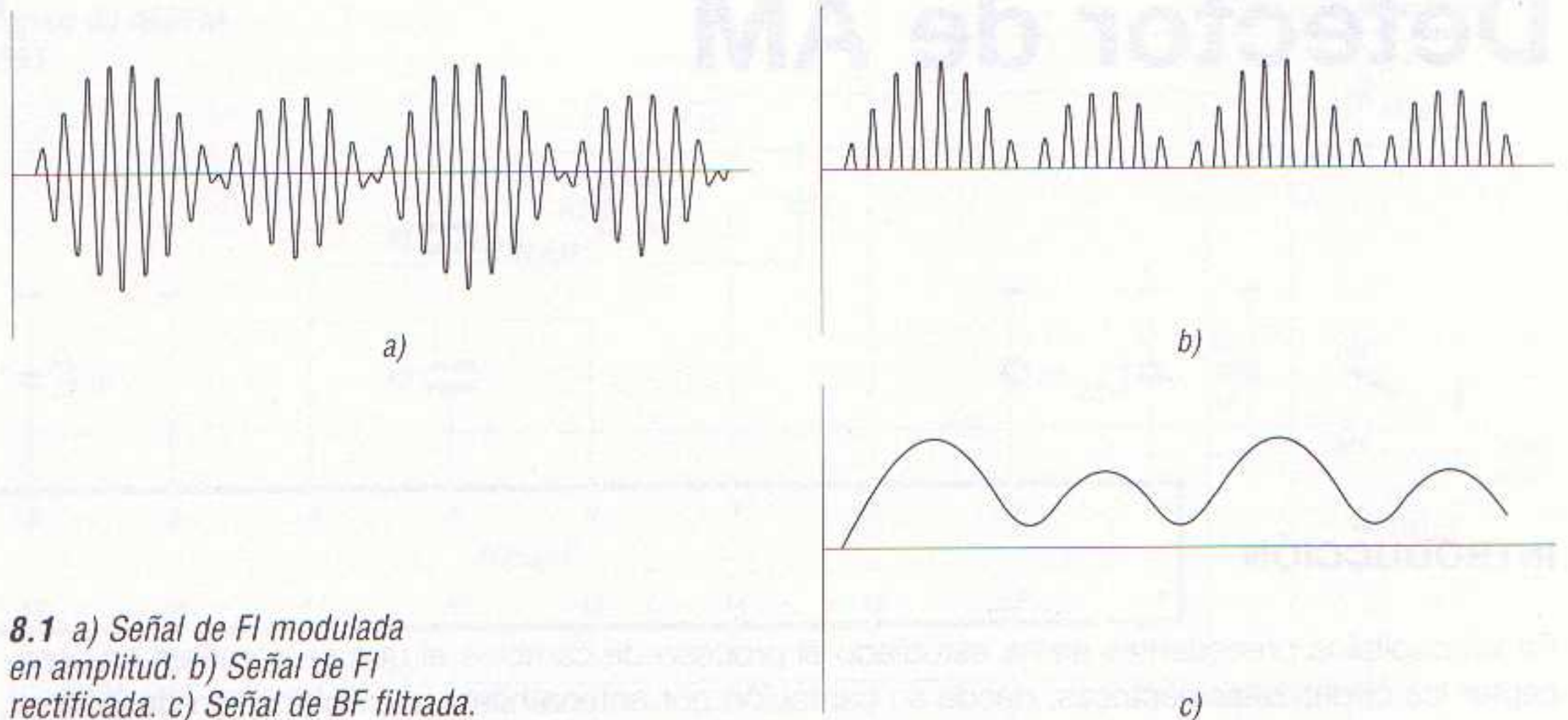
De lo expuesto se deduce la necesidad de transformar la FI (modulada en amplitud) en una señal de BF de audio. La etapa detectora que cumple esta función en todos los receptores es el circuito que divide al receptor en dos partes: hasta ella, todas las etapas son de *radiofrecuencia*; a partir de ella, todas las etapas son de *baja frecuencia*.

El sistema para obtener la señal de audio (de baja frecuencia) consiste en rectificar, mediante un diodo semiconductor, la señal de RF procedente de la última etapa de FI.

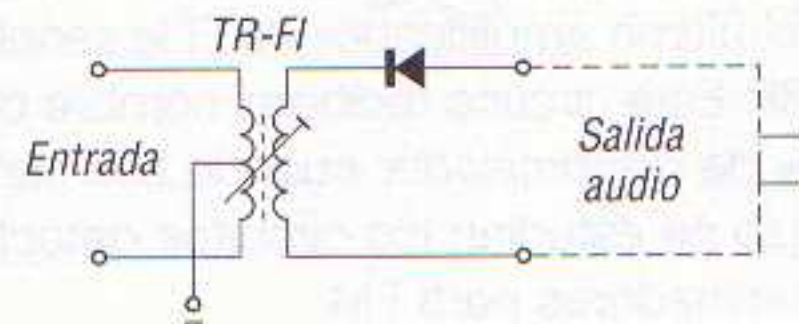
En el caso de los detectores de AM se utilizan diodos de germanio, ya que en éstos la caída de tensión es más pequeña que en los de silicio, y como las señales de RF tienen pequeña amplitud antes de ser detectadas, es importante que la caída de tensión sea lo más baja posible.

En la figura 8.1a se ha dibujado una señal de FI modulada en amplitud, es decir, la señal de FI cuya envolvente es la señal de BF de un sonido. Si dicha señal se aplica a un diodo rectificador (figura 8.2), resulta evidente que, en la salida de éste se obtienen sólo los semiciclos positivos de la señal, esto es, se obtiene la señal que se ha dibujado en la figura 8.1b y que, como se puede comprobar, sigue siendo de RF, aunque sólo se tengan los semiciclos positivos.

Si la señal de la figura 8.1b se aplica a un auricular, hará vibrar la membrana de éste, ya que ésta se ve obligada a oscilar según la línea gruesa envolvente. Un segundo paso, que suele llevarse a cabo en la etapa detectora, es el filtrado de la BF, con lo cual a la salida del detector aparece sólo la señal de audio (figura 8.1c).



8.1 a) Señal de FI modulada en amplitud. b) Señal de FI rectificada. c) Señal de BF filtrada.



8.2 Esquema del circuito más simple de detector.

El sistema más simple de detectar una señal es con un diodo rectificador de germanio, aunque existen sistemas de detección en los que se emplean transistores, tal y como se estudia más adelante.

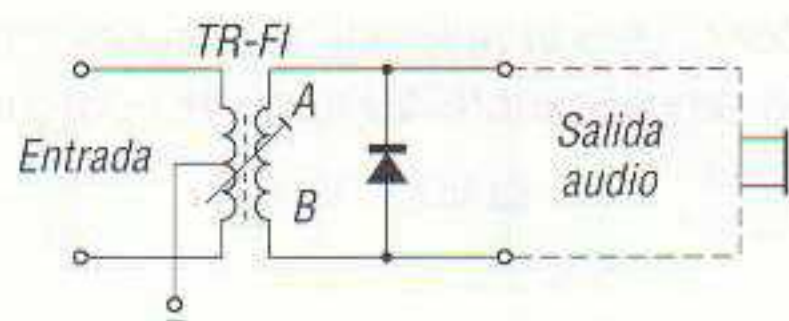
DETECTOR CON DIODO SEMICONDUCTOR

A continuación se estudian las dos formas más simples de obtener la señal de audio mediante diodo semiconductor.

Uno de estos sistemas es el que se muestra en el esquema de la figura 8.2, consistente en disponer, en serie con el secundario del último transformador de FI, un diodo semiconductor. Así, en el secundario del transformador de FI aparece la tensión de FI modulada en amplitud, es decir, una señal como la de la figura 8.1a. Si en serie con el citado devanado se conecta un diodo, éste deja pasar sólo los semiciclos positivos, con lo cual la señal queda rectificad y, por tanto, se obtiene la BF de audio (figura 8.1b). En efecto, si se conecta un auricular en los terminales de salida del circuito (dibujados mediante línea de trazos en la figura 8.2), éste no vibra con las medias alternancias de la RF rectificad, pero sí lo hace siguiendo el curso de la envolvente o señal de BF. Ello se debe a que, por inercia, la membrana del auricular sigue la oscilación de la envolvente de BF, ya que antes de que regrese a su posición de reposo recibe un nuevo impulso positivo que la hace variar muy ligeramente de la última posición tomada.

Otro sistema de obtener la señal de audio consiste en conectar el diodo en paralelo con el secundario del último transformador de FI (figura 8.3). Este circuito trabaja de la forma siguiente: cuando A es negativo y B positivo, la corriente circula por el diodo, ya que éste queda polarizado en sentido directo. Como resultado, la señal de FI queda cortocircuitada. Cuando A es positivo y B negativo, el diodo queda bloqueado, presentando una elevada resistencia al paso de la corriente y, por tanto, entre los terminales de éste y del auricular (en paralelo con él) aparece la señal.

El circuito de la figura 8.3 presenta el inconveniente de hacer pasar una corriente por el diodo (en el tiempo de conducción) que es superior a la corriente durante la conducción del diodo del circuito de la figura 8.2, puesto que en el caso de la figura 8.2 el auricular hace de resistencia de car-



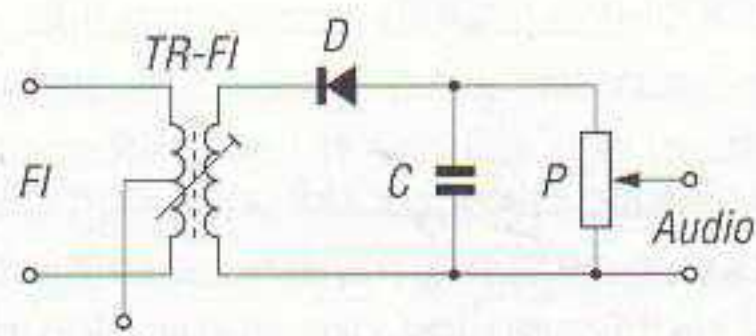
8.3 Detector en el que se cortocircuita la señal cuando su alternancia es de signo negativo.

ga del diodo, lo cual no sucede en circuito de la figura 8.3. Por esta razón la disposición que muestra la figura 8.2 es mucho más utilizada en los radiorreceptores.

Ambos sistemas de detección reciben el nombre de *detección lineal*, ya que en ellos la amplitud de la señal de salida es directamente proporcional a la amplitud de entrada. Así, la salida de un diodo detector es, en esencia, una reproducción casi lineal de la envolvente de modulación, de la cual se han eliminado los ciclos positivos o los negativos de la portadora.

FILTRADO DE LA SEÑAL DE BF DE AUDIO

Los dos circuitos descritos en el apartado anterior son muy poco utilizados en los receptores de radio superheterodinos comerciales, ya que añadiendo un sencillo filtro se eliminan las bajadas a cero de los semiciclos positivos de la señal de RF rectificada, obteniéndose la señal de BF de la figura 8.1c, es decir, una señal sin ninguna componente de radiofrecuencia.



8.4 Detector con filtro en su salida.

En la figura 8.4 se muestra el esquema de un circuito detector con filtro. En este circuito la señal de FI presente en el secundario del último transformador de FI es rectificada por el diodo semiconductor D , y aparece en el cátodo de éste. A continuación se aplica a un condensador de filtro C , cuya capacidad suele oscilar entre 5 y 50 nF.

La reactancia que presenta el condensador a la alta frecuencia es mucho menor que la que opone a la baja frecuencia; por lo tanto, la alta frecuencia queda cortocircuitada a masa, apareciendo entre terminales del condensador únicamente la señal de BF de audio. En efecto, si en un instante dado la señal envolvente de la FI (señal de BF) es de 3 kHz, y la FI del receptor es de 470 kHz, y considerando un condensador de filtro de 10 nF, la reactancia capacitiva que éste opone a cada una de dichas señales es:

- Reactancia a 3 kHz:

$$X_C = \frac{1}{2\pi f_{BF} C} = \frac{1}{2 \times 3,14 \times 3 \times 10^3 \text{ Hz} \times 10 \times 10^{-9} \text{ F}} = 5,3 \text{ k}\Omega$$

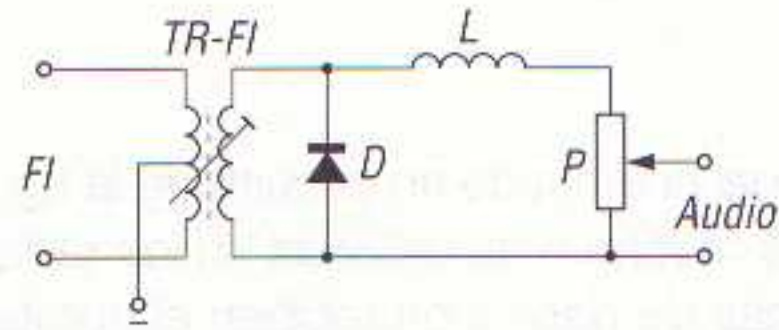
- Reactancia a 470 kHz:

$$X_C = \frac{1}{2\pi f_{FI} C} = \frac{1}{2 \times 3,14 \times 470 \times 10^3 \text{ Hz} \times 10 \times 10^{-9} \text{ F}} = 34 \text{ k}\Omega$$

Para la FI la reactancia del condensador es de tan sólo 34 Ω , mientras que para la señal de audio es de 5.300 Ω . El condensador C , por consiguiente, da escape a las señales de FI que, mezcladas con la señal de audio detectada, circulan por el diodo detector D .

La señal de audio presente en el condensador C queda aplicada al potenciómetro P , cuyo contacto central se conecta a la entrada de la etapa amplificadora de audio. El potenciómetro es el de control de volumen del receptor.

8.5 Detector con bobina de choque para la RF.



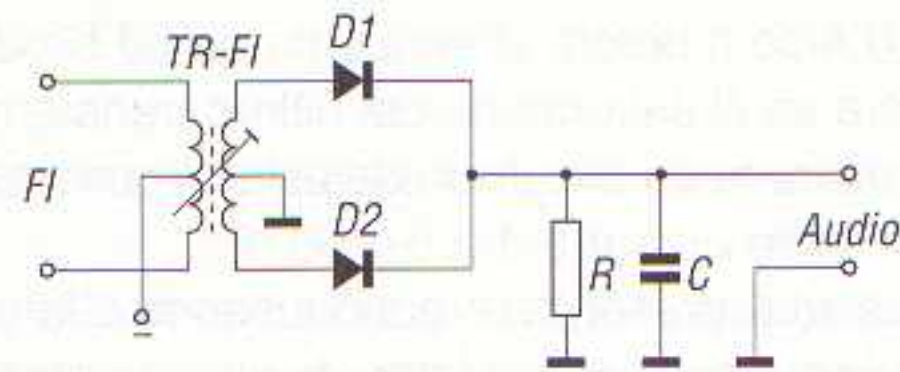
Otro circuito detector que puede encontrarse en algunos aparatos, aunque es muy poco utilizado, consiste en un diodo detector en paralelo con el secundario del último transformador de FI (figura 8.5). En este circuito, si al diodo se aplica la señal en sentido de bloqueo, ésta se ve obligada a circular por la inductancia L y la resistencia del potenciómetro P . En ese instante es cuando se obtiene la señal de BF de audio. La inductancia L , o bobina de choque, realiza el papel del condensador del circuito detector de la figura 8.4, aunque en este caso el funcionamiento se invierte, es decir, presenta una elevada reactancia al paso de la FI y una baja reactancia al paso de la BF.

Así pues, considerando el ancho de banda de los receptores superheterodinos, por la inductancia sólo circulan señales cuyo valor de frecuencia esté por debajo de los 5 kHz.

DETECTOR DE ONDA COMPLETA

El esquema de la figura 8.6 corresponde al de un circuito detector de onda completa. En este caso el secundario del transformador de FI ha de disponer de toma media, de manera que los diodos conduzcan alternativamente y, de esta forma, se rectifiquen los dos semiciclos de la señal de FI.

8.6 Detector de onda completa y con filtro en su salida.



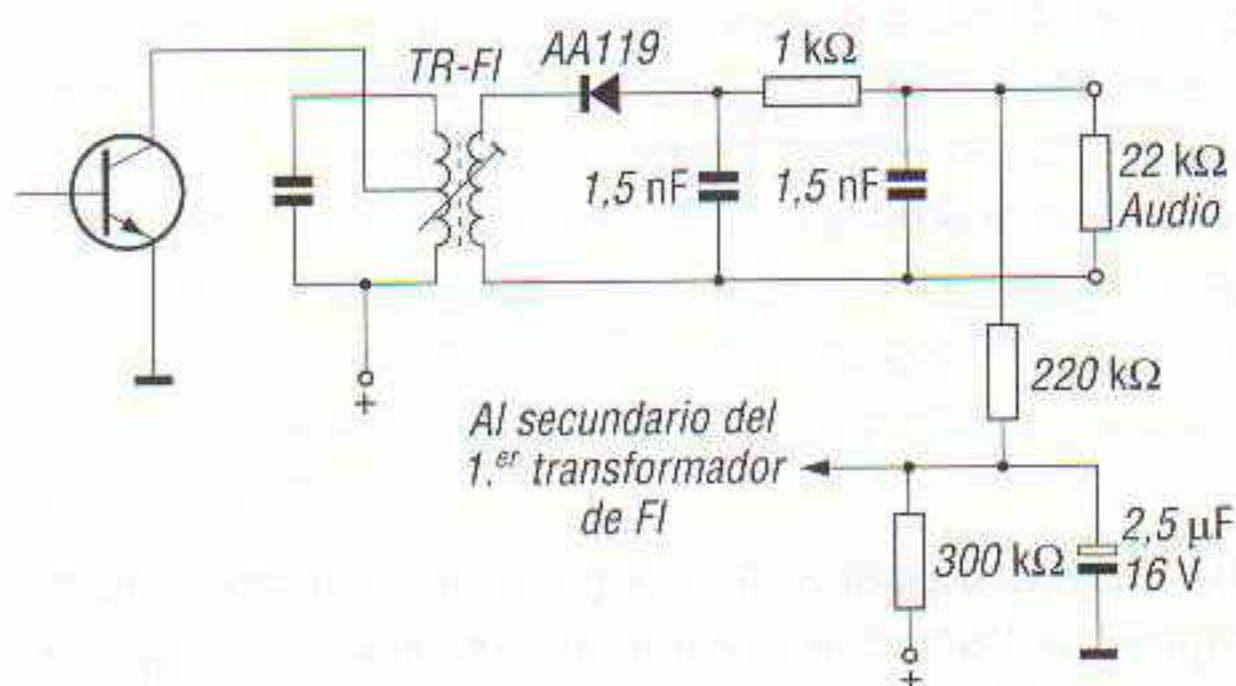
Durante el primer semiciclo la corriente circula por el diodo $D1$ y R hacia masa, cargándose el condensador C en paralelo con R . Durante el segundo semiciclo es el diodo $D2$ el que conduce, circulando una corriente por R , también hacia masa, y cargando nuevamente al condensador C .

Cuando la amplitud de la señal de FI modulada aumenta, el condensador C se carga. Cuando ésta disminuye, el condensador C se descarga sobre R . La tensión de salida que se obtiene en R es una reproducción de la envolvente, es decir, de la señal de BF de audio.

DETECTOR POLARIZADO

En la figura 8.7 se ha dibujado el esquema completo de una etapa detectora utilizada en receptores superheterodinos de AM.

Se trata de un detector convencional que utiliza el diodo de germanio AA119, que trabaja con una polarización de $1 \mu\text{A}$, aproximadamente. Esta polarización se obtiene de la tensión continua emisor-base del transistor controlado de FI y mejora el rendimiento del detector para pequeños niveles de señal.



8.7 Esquema de una etapa detectora con filtro en la salida.

Con este método no se precisan componentes suplementarios de polarización y, además, una disminución de la tensión de alimentación no ejerce influencia alguna sobre la polarización.

La resistencia de detección (donde aparece la señal de BF) tiene un valor de $22\text{ k}\Omega$, lo que permite obtener una alta tensión del CAG (control automático de ganancia).

DETECTOR TRANSISTORIZADO

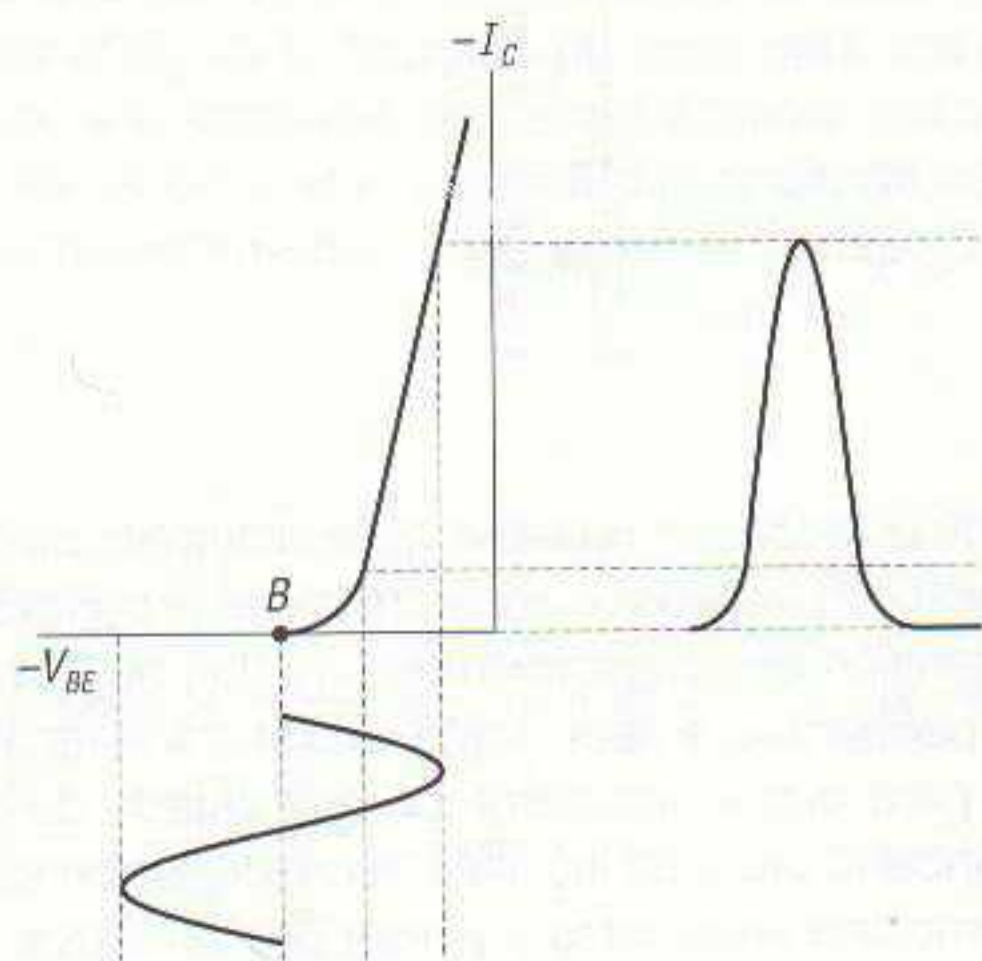
Cuando se dispone de un nivel de señal relativamente alto, por lo general se utilizan los detectores lineales, es decir, detectores con diodos semiconductores, como los descritos en los apartados anteriores. Si el nivel de entrada es bajo, entonces se emplean *detectores cuadráticos*.

El detector cuadrático es un circuito que produce una señal de salida cuya amplitud es proporcional al cuadrado de la amplitud en su entrada. Se utilizan para demodular señales muy débiles, puesto que las leves variaciones de amplitud de la señal de entrada se elevan al cuadrado, obteniéndose una señal de salida elevada.

Para obtener una detección cuadrática se utilizan transistores, ya que mediante una adecuada polarización de éstos no sólo se rectifica la señal de FI, sino que, además, se consigue una amplificación de la misma.

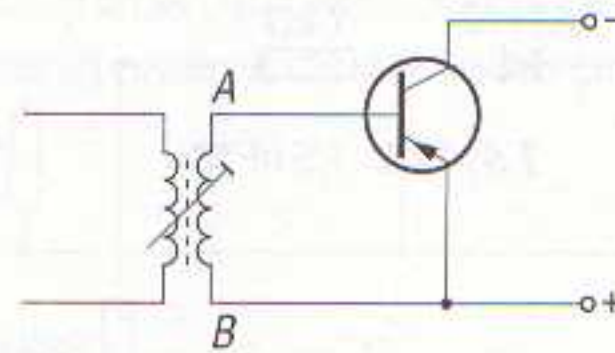
La diferencia entre la detección con diodo semiconductor y la detección con transistor consiste en que mientras el diodo trabaja dejando circular sólo una de las semialternancias (es decir, rectificando), el transistor no rectifica directamente; sin embargo, en la práctica el resultado obtenido es que en el colector del transistor se dispone sólo de una de las semialternancias de las dos aplicadas a la entrada y, además, amplificada.

Para que un transistor trabaje como detector debe funcionar en *clase B* (figura 8.8). Esta clase de funcionamiento consiste en polarizar al transistor con una tensión base-emisor lo suficientemen-



8.8 Funcionamiento de un transistor polarizado en clase B.

8.9 Esquema muy simplificado de un transistor trabajando como detector y amplificador en clase B.



te elevada para que al sumarle la tensión de RF ésta sólo pueda desbloquear al transistor durante sus semiciclos positivos, bloqueando por completo al transistor durante los semiciclos negativos, los cuales se suman a la tensión negativa de polarización base-emisor. Así, para un transistor que trabaja en clase B es necesario que la base esté polarizada con una tensión muy baja, casi igual a la de emisor, ya que de esta forma la corriente de reposo de colector es prácticamente nula y, por lo tanto, sólo puede aumentar (nunca disminuir). En la figura 8.9 se muestra el esquema más simple de este circuito.

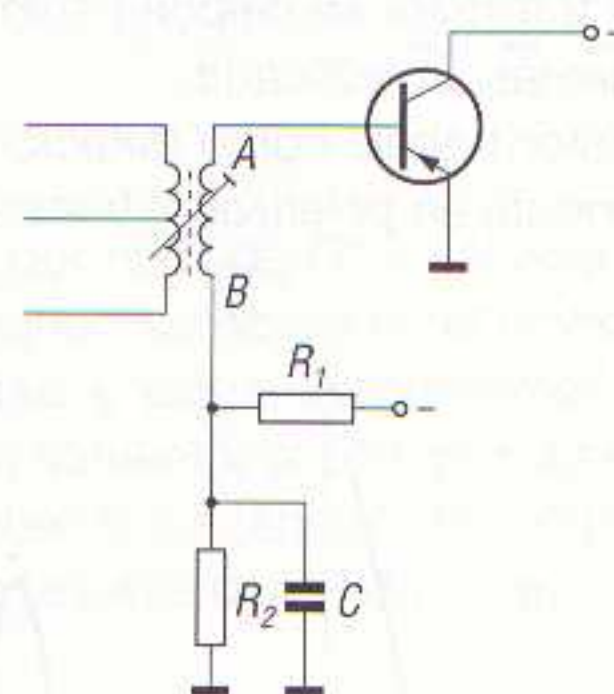
Como se aprecia en la figura, el secundario, del transformador de FI está conectado directamente entre base y emisor, de forma que, como la resistencia óhmica de este devanado es muy pequeña, se puede asegurar que la tensión continua aplicada a la base es casi la misma que se aplica al emisor y, por lo tanto, el transistor permanece bloqueado.

Al aplicar la señal de FI en el secundario aparece una corriente alterna que cambia continuamente de polaridad. Cuando *A* es positivo y *B* negativo, a la base queda aplicada una tensión aún más positiva, y, por tanto, en el circuito de colector no hay variación alguna de intensidad de corriente, ya que la corriente de colector no puede disminuir por debajo de cero. Cuando *A* se hace negativa con respecto a *B*, entonces se tiene una tensión negativa en base que es de signo opuesto a la polarización, restándose de esta última. La base se hace negativa y el transistor pasa al estado de conducción, circulando corriente de colector.

Esta corriente de colector es más elevada que la de base, debido al poder amplificador del transistor, obteniéndose, como resultado de todo ello, una rectificación y amplificación de la señal de FI.

Con el circuito descrito no se puede conseguir un gran rendimiento en la amplificación, debido a que la base trabaja prácticamente sin polarización y, por lo tanto, se precisa una señal de RF de valor relativamente elevado para que el transistor pase al estado de conducción. Sin embargo, si se aplica al transistor una ligerísima polarización negativa, puede conseguirse más rendimiento en la parte amplificadora (figura 8.10).

8.10 Polarizando ligeramente la base del transistor, se obtiene un mejor rendimiento del mismo como amplificador, sin perjudicar su función como detector.

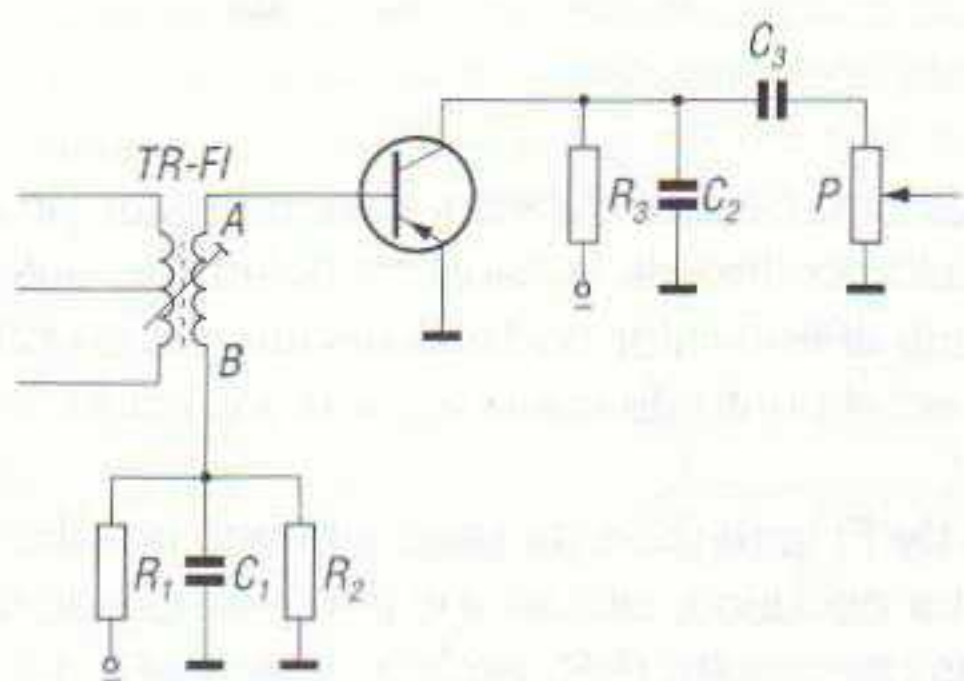


En el circuito de la figura 8.10 la tensión de polarización de base viene determinada por el divisor de tensión R_1 - R_2 , el cual proporciona una tensión de polarización base-emisor en el punto *B* de la curva característica de la figura 8.8; es decir, una tensión de polarización de tal valor, que cualquier señal de RF con *A* negativa con respecto a *B* (por pequeña que sea), y que se sume a la tensión de base, hace a la base lo suficientemente negativa para que el transistor pase al estado de conducción.

El condensador *C* ofrece una baja reactancia al paso de las altas frecuencias, de forma que éstas quedan aplicadas casi con su máxima amplitud entre base y emisor del transistor.

El montaje descrito ofrece mejores condiciones para la amplificación, aunque en su papel de detector no llega a anular por completo los semiciclos que se desean eliminar.

Al igual que en el caso de los detectores con diodos semiconductores, en los detectores de AM transistorizados puede disponerse en la salida un filtro que cortocircuite a masa la señal de RF presente en la señal rectificada (figura 8.11). El funcionamiento de este circuito es como sigue: la señal que aparece en el secundario del último transformador de FI queda aplicada entre base y emisor del transistor a través del condensador C_1 , el cual actúa como un cortocircuito para la corriente alterna de RF.



8.11 Detector con transistor y filtro en la salida.

La base del transistor está polarizada en clase B mediante el divisor de tensión formado por R_1 y R_2 . El valor de R_1 es mucho mayor que el de R_2 (por ejemplo, $47\text{ k}\Omega$ para R_1 y $200\ \Omega$ para R_2), de forma que a la base del transistor queda aplicada una ligera tensión negativa con respecto a masa (la suficiente para que el transistor quede polarizado en clase B).

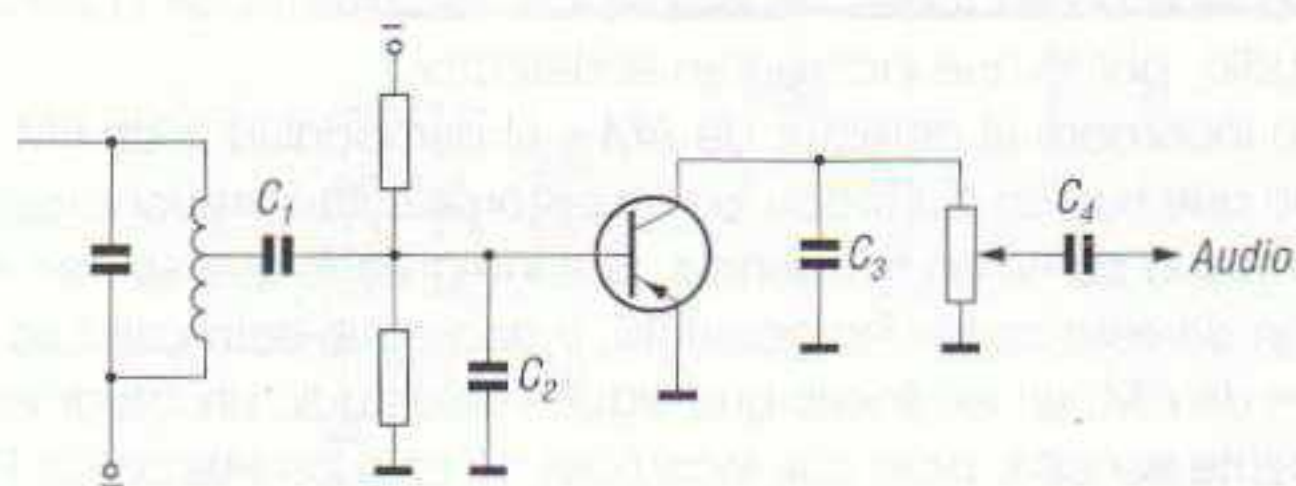
El transistor está montado en emisor común a masa, es decir, la señal de entrada queda aplicada entre base y emisor y la señal de salida se obtiene entre colector y emisor, por lo que es amplificada debido a la propiedad amplificadora del transistor trabajando en emisor común.

Cuando la señal en el extremo del secundario del transformador de FI marcado con A se hace positiva con respecto a B, dicha polaridad anula la pequeña polaridad negativa de la base y no repercute en la corriente de colector. Sin embargo, cuando A se hace negativa, actúa fuertemente sobre la base, haciendo que aumente la corriente de colector.

En resumen, el transistor rectifica la señal de FI y, además, amplifica la señal rectificada.

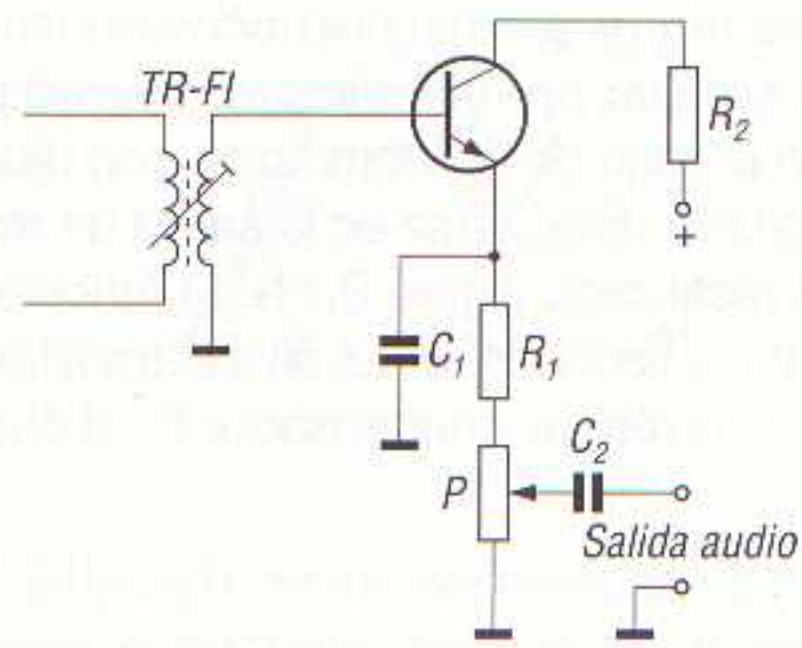
El condensador C_2 opone una baja reactancia al paso de las señales de RF, por lo que en los bornes de éste sólo aparece la envolvente o señal de BF de audio. El condensador C_3 aísla al colector de la tensión positiva de masa, dejando pasar hacia ésta la señal de audio y, por lo tanto, aparece la tensión de BF entre los terminales del potenciómetro P.

En la figura 8.12 se muestra otro circuito detector en el cual la resistencia de carga del colector trabaja a la vez como potenciómetro de volumen. El condensador C_4 cumple las mismas funciones que el C_3 de la figura 8.11, pero esta vez evitando que la tensión positiva de masa quede aplicada a la base del siguiente transistor (no dibujado en la figura). Este circuito es idéntico al de la figura 8.11, con la única diferencia de que el acoplamiento de la FI se realiza mediante un autotransformador y, por lo tanto, la base debe aislarse del negativo mediante el condensador C_1 .



8.12 Detector con transistor, acoplado a la FI mediante un autotransformador.

8.13 Detector en el que la señal de audio se toma del circuito de emisor.



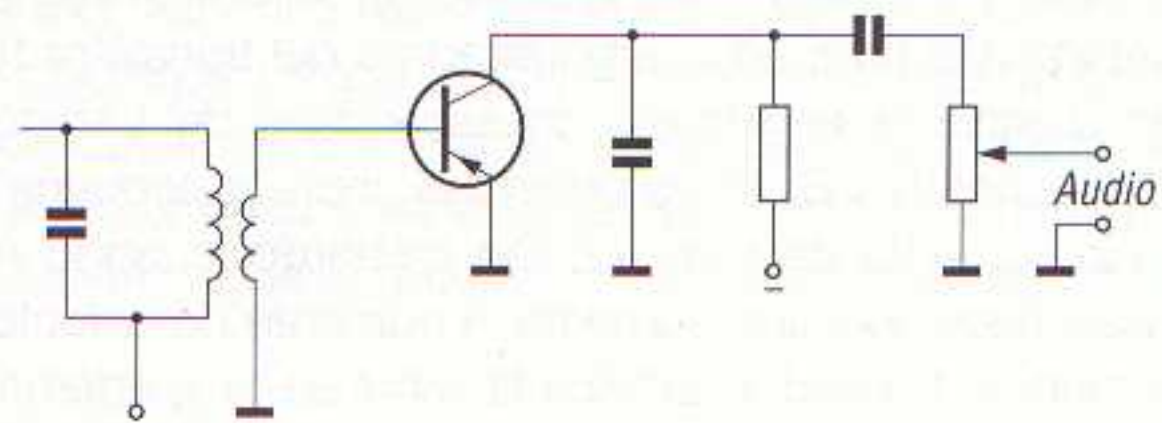
La figura 8.13 corresponde al esquema de otro circuito detector con transistor, en el que se utiliza un transistor NPN que rectifica el semiciclo positivo de la señal modulada en entrada, pero no la amplifica. Se observa en este esquema que el transistor no tiene resistencia de polarización de base y, por consiguiente, éste se encuentra en el punto de corte $V_{BE} = 0$ V cuando no hay presencia de señal.

Durante el semiciclo positivo de la señal de FI la tensión de base se hace positiva y provoca la conducción del transistor. Cuando el transistor conduce, circula una corriente desde masa hasta el positivo de la fuente de alimentación a través del circuito P - R_1 -emisor-colector- R_2 . La tensión en P y R_1 carga el condensador de filtro C_1 . Cuando la señal de entrada está en el semiciclo negativo, el transistor permanece bloqueado.

Posteriormente, C_1 inicia su descarga sobre R_1 y P hasta el siguiente semiciclo, en el cual el condensador C_1 vuelve a cargarse al nivel de la tensión de cresta de la señal modulada de entrada.

La señal de audio se toma del potenciómetro P y se aplica, a través del condensador de acoplamiento C_2 , a la etapa amplificadora de audio.

8.14 Detector con transistor sin polarización de base.



En la figura 8.14 se puede ver el esquema de un circuito detector con transistor en el que la base trabaja sin polarización alguna con respecto a masa. En este caso, al igual que en el precedente, la detección se lleva a cabo casi sin amplificación. No obstante, estos circuitos tienen ciertas aplicaciones cuando trabajan con el CAG.

DETECTORES DE AM EN CIRCUITOS INTEGRADOS

Al igual que otras etapas de los radiorreceptores, también el detector de AM forma parte de multitud de circuitos integrados. De hecho se puede decir que prácticamente todos los IC diseñados para funcionar como receptor de radio incorporan todas las etapas de tratamiento de la señal de RF hasta obtener la señal de BF de audio, por lo que incorporan el detector.

Lo más normal es que el integrado incorpore el detector de AM y el demodulador de FM, que se estudia en el próximo capítulo, dado que hoy en día todos los receptores están preparados para recibir señales moduladas tanto en amplitud como en frecuencia. Los integrados que se han estudiado en los capítulos precedentes son de esta clase. No obstante, y dado que este capítulo está dedicado en exclusiva a los detectores de AM, en las líneas que siguen se estudia un integrado de la firma PHILIPS de circuitería enormemente sencilla, pero que incorpora no sólo las etapas de RF, FI

y detectora de AM, sino un par de amplificadores de audio. El único inconveniente de este integrado es que sólo es útil para recibir señales de AM.

Se trata del integrado TEA5551T, el cual, además de las etapas amplificadoras de RF, osciladora, mezcladora, amplificadoras de FI, detector de AM y de CAG, incorpora un par de amplificadores de las señales de BF de audio. Así pues, en un solo chip se tiene todo un receptor de radio para AM, capaz de proporcionar una potencia de 25 mW a un par de altavoces de 32 Ω.

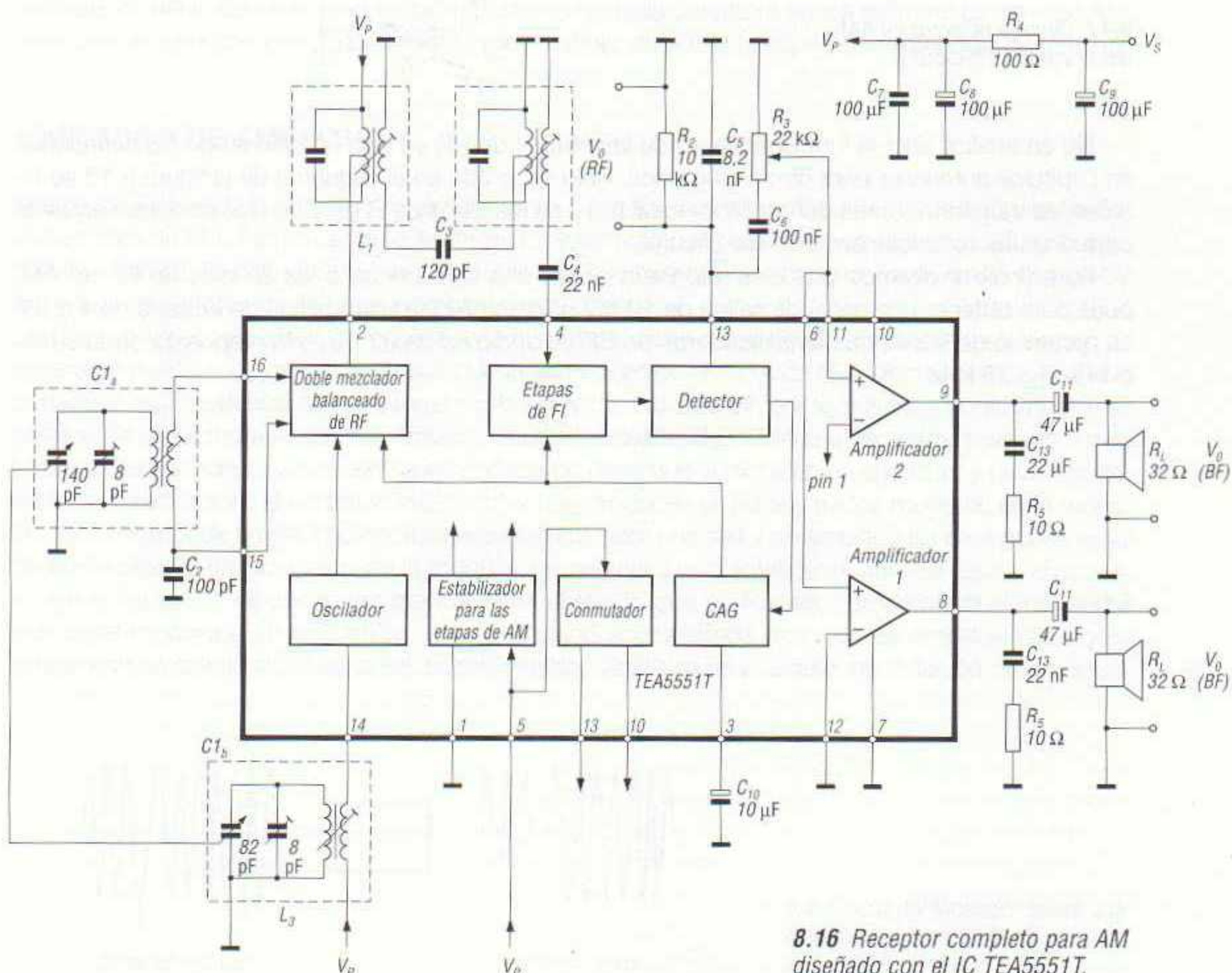
Debe tenerse presente que, aunque incorpora un par de amplificadores de audio, la salida no es estereofónica, puesto que las señales tratadas y la circuitería interna del integrado no lo permiten.

El TEA5551T se presenta en cápsula de plástico SO16 (figura 8.15).

En la figura 8.16 se ha dibujado el esquema completo del receptor, el cual puede funcionar con una tensión continua comprendida entre 1,8 y 4,5 V, siendo la tensión nominal la de 3 V, que pue-



8.15 Cápsula SO16 con sus dimensiones en milímetros.

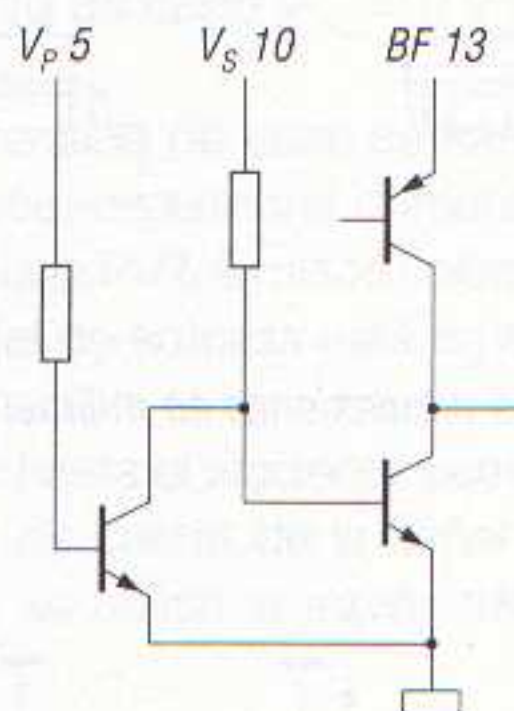


8.16 Receptor completo para AM diseñado con el IC TEA5551T.

de suministrarse con un par de pilas de 1,5 V. Con una tensión de alimentación de 3 V el consumo es de tan sólo 6 mA.

En este circuito integrado el detector está formado por un par de transistores trabajando en clase B, obteniéndose la señal de audio en colector del segundo transistor, el cual está conectado al terminal 13 del integrado. Para polarizar estos transistores se debe aplicar la tensión de alimentación (de 1,8 a 4,5 V) al terminal 10, y la tensión de alimentación V_p que se obtiene a la salida del filtro de paso bajo de la fuente de alimentación, que evita que las señales de RF de la frecuencia intermedia puedan circular por la fuente de alimentación.

La señal de BF de audio, obtenida en el terminal 13 del integrado, se aplica a un filtro externo, formado por el condensador C_5 (de 8,2 nF) y una resistencia R_2 (de 10 k Ω), donde se filtra de cualquier componente de RF y, por lo tanto, en bornes de este circuito se obtiene la señal de audio. Ésta se aplica, a través del condensador de acoplamiento C_6 (de 100 nF), al potenciómetro logarítmico de volumen, de 22 k Ω , de cuyo cursor se toma parte de la señal y se aplica a las entradas no inversoras de un par de amplificadores de audio.



8.17 Circuito detector de AM del integrado TEA5551T.

No se analiza aquí el funcionamiento de las etapas de RF, ya que no difieren de las estudiadas en capítulos anteriores para otros integrados. Sólo decir que en el esquema de la figura 8.16 se indican los transformadores del oscilador local (L_3) y de los filtros de FI (L_1 y L_2) que se deben emplear para el correcto funcionamiento del circuito.

Para finalizar diremos que este integrado posee alta sensibilidad a las señales de RF de AM, pues para obtener una señal de salida de 10 mV sólo se precisa una tensión de entrada de 1,5 μ V. La ganancia de las etapas amplificadoras de BF de audio es de 32 dB, y la respuesta de frecuencia de 0 a 20 kHz.

Demodulador de FM

INTRODUCCIÓN

Si se comparan los bloques funcionales de un radioreceptor de AM con otro de FM, se observa que únicamente dos bloques resultan esencialmente diferentes, pues todos los demás son similares, si bien ofrecen una serie de particularidades constructivas que los distinguen, debidas a la mayor frecuencia de señal y ancho de banda con que trabajan los receptores de FM, tanto en RF como en FI.

En BF tampoco existen diferencias entre un radioreceptor de AM y otro de FM, hasta tal punto que esta parte del receptor es totalmente común en ambos tipos de recepción, salvo si la recepción es estereofónica en FM, en cuyo caso se añade un segundo amplificador de audio y un circuito separador de los canales izquierdo y derecho.

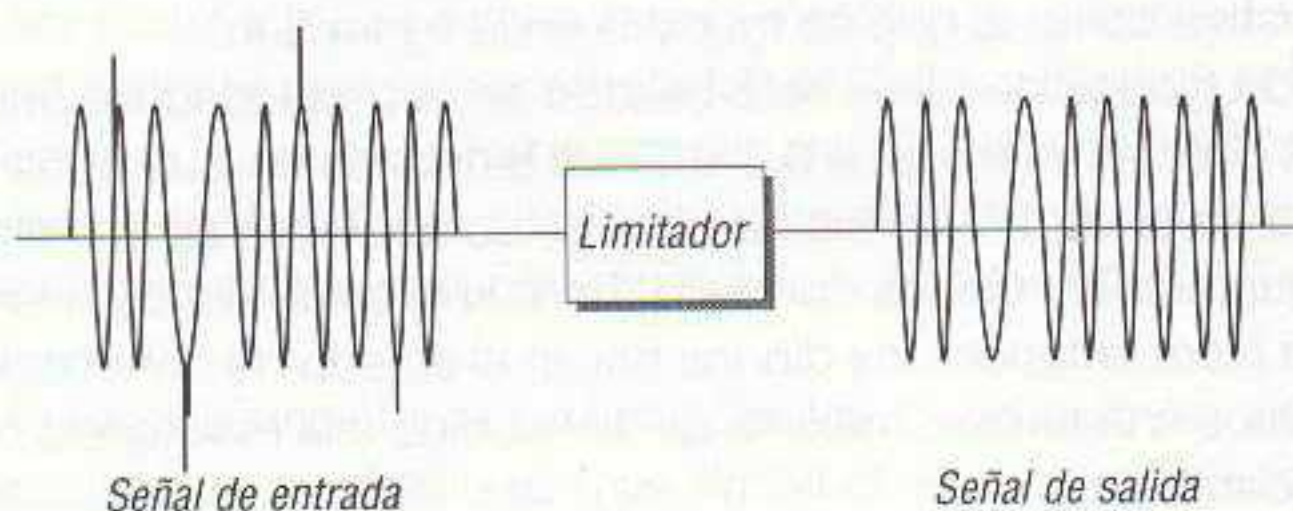
En resumen, las etapas que diferencian a un receptor de FM de otro de AM son la *limitadora* y la *discriminadora*, esta última con la misión de extraer de la señal de FI la señal de audio de baja frecuencia, es decir, con la misma función que tiene la etapa detectora en los radioreceptores de AM, pero con un principio de funcionamiento muy distinto debido a la especial modulación de la señal.

LIMITADOR DE AMPLITUD

El circuito *limitador de amplitud*, o simplemente *limitador*, era muy utilizado en los antiguos radioreceptores de FM. Actualmente, el limitador es sustituido por *detectores de relación*. Sin embargo, resulta interesante conocer su funcionamiento y el porqué de este circuito, ya que aún es posible encontrar receptores de FM que incorporan esta etapa.

El limitador es una etapa que se dispone inmediatamente antes del discriminador y su función es eliminar la modulación de amplitud que pueda llevar consigo la señal de FM. Efectivamente, en FM la portadora está modulada en frecuencia por la señal de audio de BF, por lo que toda la información se obtiene de dicha modulación. Sin embargo, cuando la señal de FM llega al receptor, y debido a perturbaciones parásitas, puede venir acompañada de otras que la modulan en amplitud, y cuyo resultado es la introducción de parásitos indeseables que producen crujidos y ruidos molestos en la recepción. El limitador de amplitud proporciona al discriminador una señal de amplitud fija para que la señal de audio sea fiel reproducción de la modulación original y esté totalmente libre de perturbaciones.

En la figura 9.1 se puede ver gráficamente el efecto que un limitador de amplitud ejerce sobre una señal modulada en frecuencia, pero que viene acompañada de picos de amplitud. Como se puede comprobar, la señal en la salida del limitador está libre de cualquier modulación de amplitud.



9.1 Efecto del limitador sobre una señal de FM modulada en amplitud por señales parásitas.

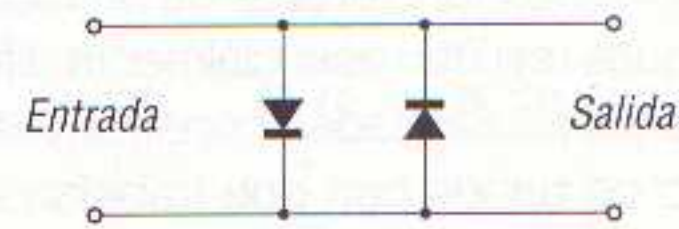
El limitador ideal debe eliminar cualquier variación de amplitud que acompañe a la señal de FM. La necesidad de un limitador viene dada porque el discriminador, cuyo estudio se desarrolla más adelante, es sensible tanto a las variaciones de amplitud como de frecuencia, por lo que en la salida de éste se obtiene una señal de BF resultado de los dos tipos de modulación.

Resulta obvio que el limitador no es un circuito que pueda ser utilizado en AM, ya que en ese caso no sólo eliminaría los picos debidos a las señales parásitas, sino también los picos debidos a la información de audio, por lo que en la salida del limitador desaparecería toda la información. El circuito limitador es, por tanto, un circuito exclusivo de los radiorreceptores de FM y que hace que la calidad de la recepción de las emisiones sea muy superior a las de AM.

Limitador de amplitud con diodos semiconductores

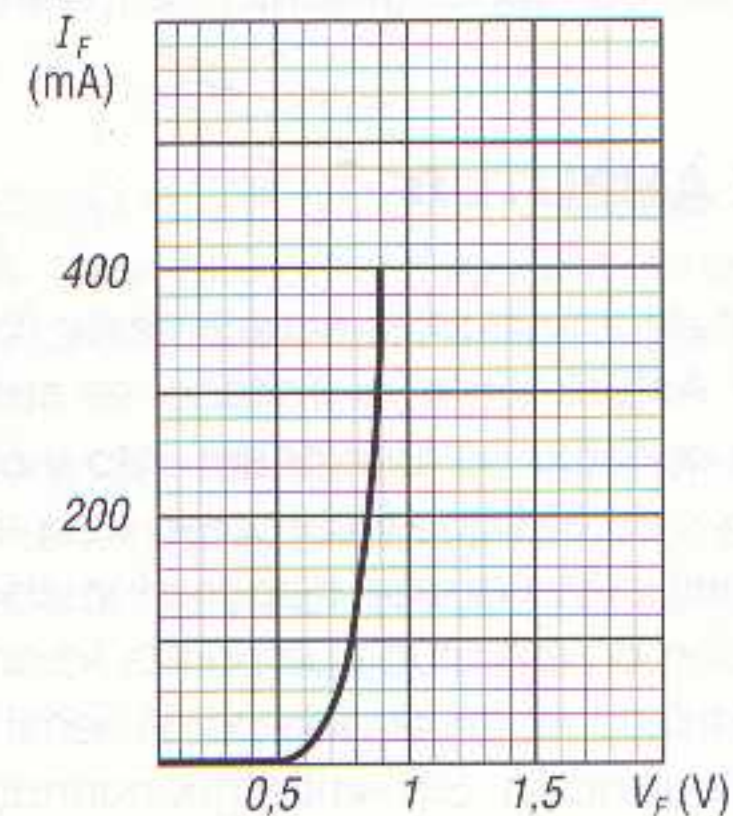
En la figura 9.2 se ha dibujado el esquema de un limitador de amplitud diseñado con diodos semiconductores.

9.2 Circuito limitador con dos diodos de silicio conectados en oposición.



Analizando este circuito, puede parecer que en su salida no haya tensión alguna, ya que los diodos están conectados en oposición y, por lo tanto, el circuito ofrece estado de paso para los dos semiciclos de la señal alterna de entrada. En la práctica esto no sucede así, puesto que se utilizan diodos de silicio, cuya característica directa presenta un codo inferior muy acusado (figura 9.3).

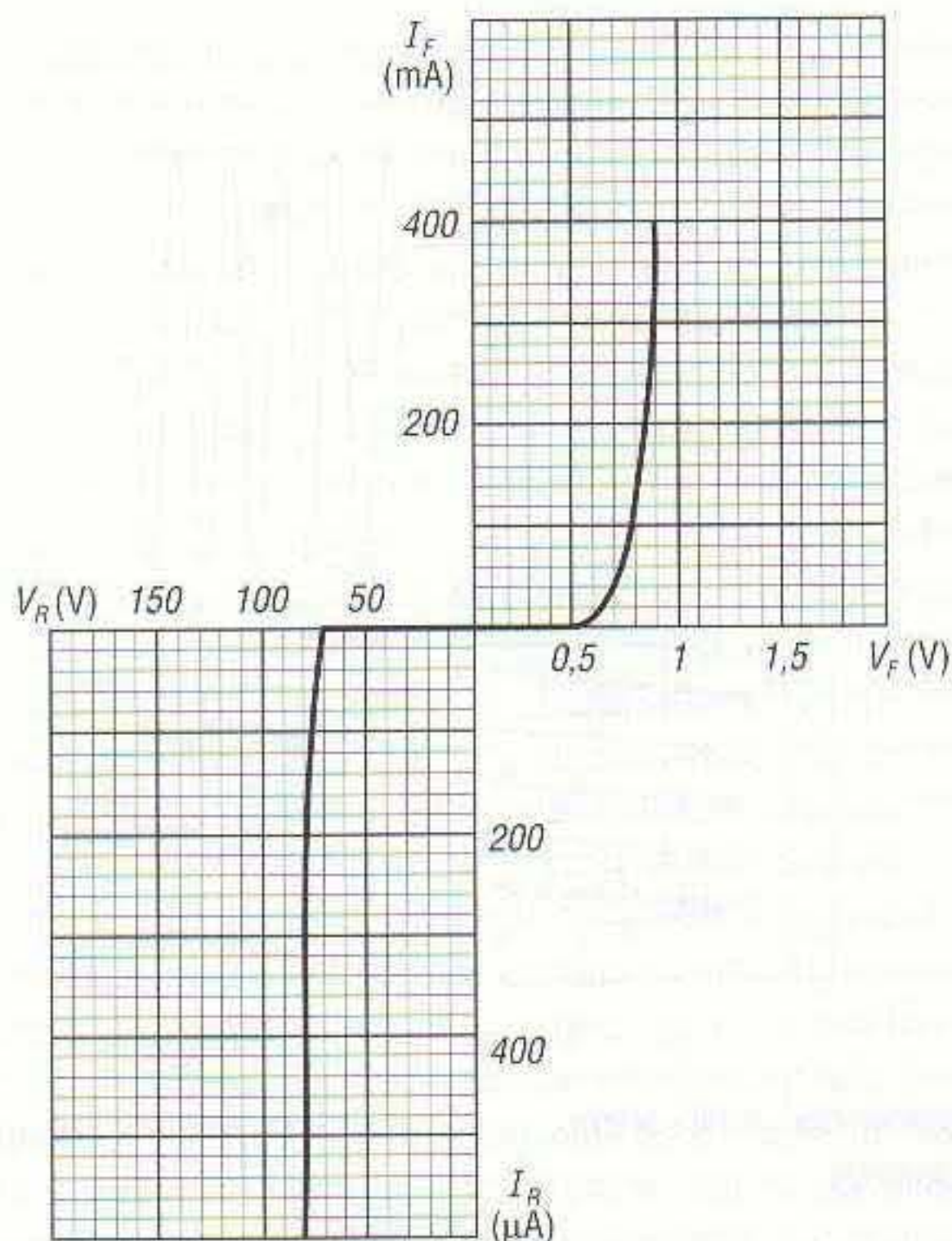
9.3 Curva característica directa de un diodo de silicio.



En efecto, para que un diodo de silicio pase del estado de bloqueo al de conducción, no es suficiente con aplicarle una tensión en sentido directo sino que, además, es condición imprescindible que esta tensión exceda de un cierto valor, el cual varía de un tipo a otro de diodo pero que puede establecerse en unos 0,5 V. Así pues, sólo cuando la tensión entre ánodo y cátodo supera esos 0,5 V, con el positivo conectado al ánodo, el diodo pasa al estado de conducción.

Como en el circuito de la figura 9.2 se han dispuesto dos diodos en oposición, resulta evidente que este circuito presenta una característica como la que se muestra en la figura 9.4.

El funcionamiento de un limitador con diodos de silicio está basado en la propiedad de que el diodo no pasa a conducir con tensiones directas inferiores a 0,5 V. Si las tensiones en la entrada del circuito de la figura 9.2 no sobrepasan el valor de 1 V de pico a pico, éstas aparecen sin modificación alguna en la salida, dado que ninguno de los diodos conduce. Pero si la amplitud de la señal de entrada sobrepasa el voltio de pico a pico, entonces los diodos pasan al estado de conducción, apareciendo entre cátodo y ánodo de éstos una tensión máxima de 1 V debido a la resistencia propia del diodo en el sentido de paso de corriente.



9.4 Curva característica directa de dos diodos de silicio conectados en oposición.

Como resultado de todo ello, en la salida del circuito limitador de amplitud se obtiene una señal cuyo valor máximo de pico a pico es de 1 V, quedando recortados todos los picos (positivos y negativos) que por encima de 0,5 V incorpore la señal que se aplica a la entrada. Si la señal de entrada es de valor muy reducido y viene acompañada de parásitos, éstos pasan sin dificultad por el limitador, ya que el circuito sólo recorta las señales a partir de un cierto nivel.

Llegados a este punto, debe tenerse en cuenta un detalle muy importante: no siempre la mezcla de una señal parásita con la señal que se desea recibir da lugar a un aumento de la amplitud, puesto que según la fase relativa la amplitud de la señal parásita se suma o se resta a la amplitud de la señal que se desea captar. Debido a ello, si una señal parásita provoca la disminución de la amplitud normal de la portadora, el circuito descrito no la elimina y, por lo tanto, se produce el ruido consiguiente en el altavoz. Para eliminar en gran parte este problema, en los radorreceptores dotados de limitador de umbral fijo se procura que la tensión de entrada tenga un valor mayor que la tensión de umbral. En la práctica se aconseja que este valor sea de unas tres veces el valor de la tensión umbral.

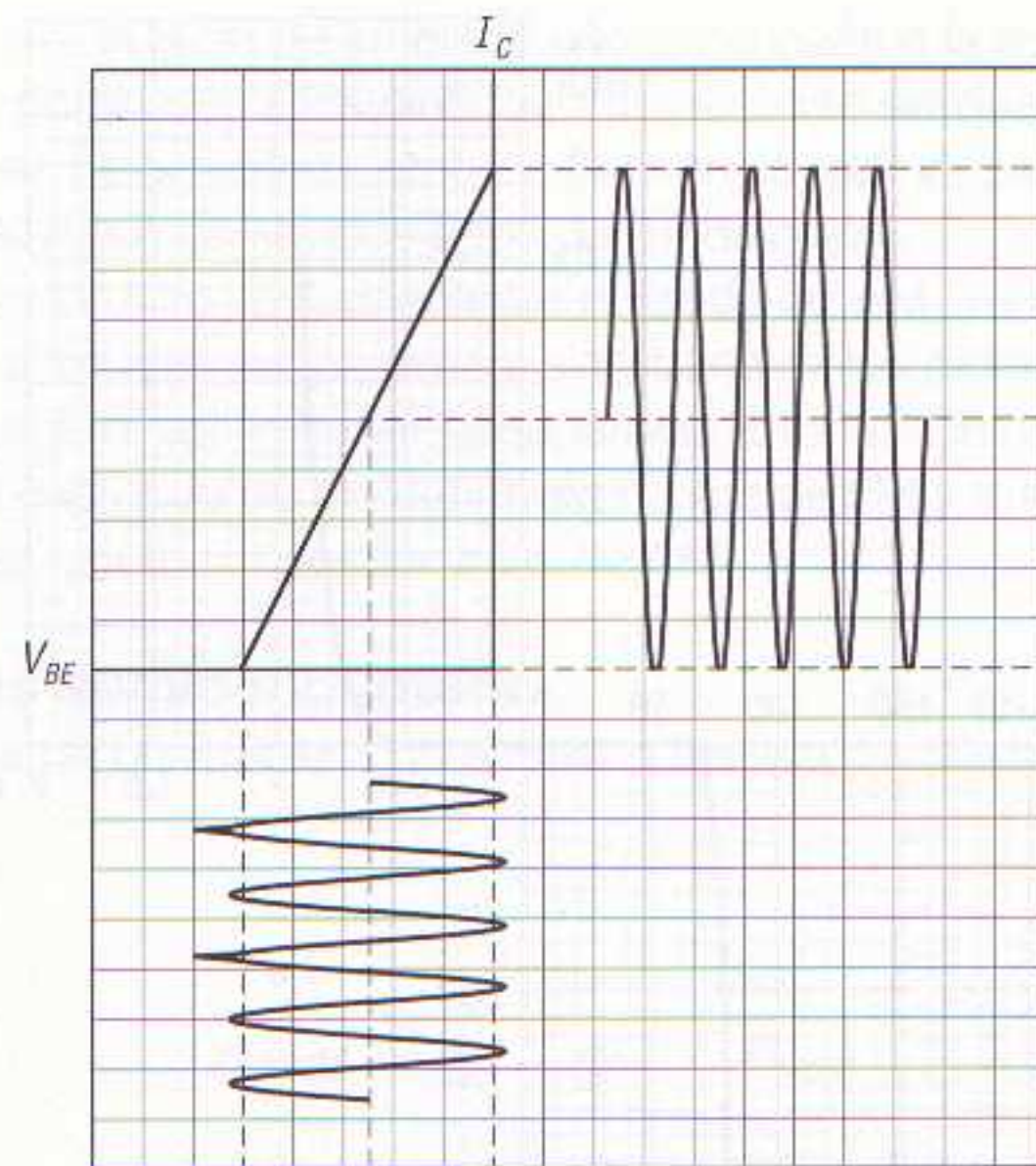
Limitador de amplitud transistorizado

El circuito limitador descrito en el apartado anterior es de diseño muy simple, pero presenta el problema de que la señal de salida nunca sobrepasa el voltio de pico a pico, por lo que las señales que previamente han sido amplificadas a niveles muy aceptables quedan reducidas en amplitud a su paso por el limitador; es decir, el limitador disminuye la sensibilidad del receptor.

Existen circuitos limitadores que proporcionan en su salida una tensión cuya amplitud, además de ser constante, es mayor que la tensión de entrada. Esto se consigue mediante un transistor amplificador al que se hace trabajar de forma alternada entre los límites de saturación y corte. De este modo, si se hace trabajar a un amplificador transistorizado de forma que la señal en su salida esté entre los límites citados, resulta evidente que cualquier señal cuyo valor de pico sobrepase un cierto límite queda recortada (figura 9.5). Este tipo de limitador recibe el nombre de *limitador de saturación*.

El funcionamiento de un limitador transistorizado es, por tanto, igual al de un amplificador sobreexcitado, y su diseño es muy similar al de un amplificador de FI ordinario. De hecho, en algunos

9.5 Los picos que sobrepasan un cierto nivel son recortados al excitar al transistor alternativamente entre los estados de saturación y corte.

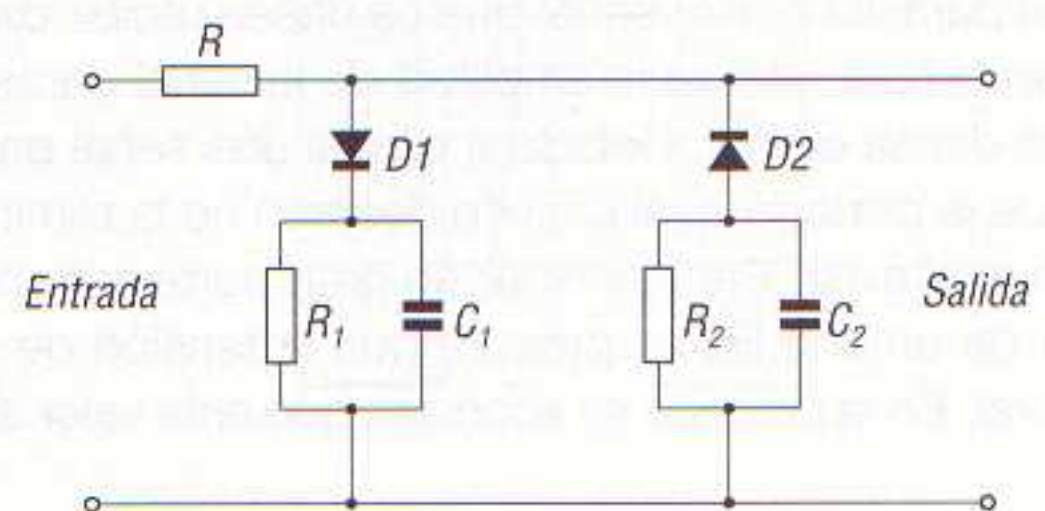


radorreceptores donde se conectan juntos dos limitadores, el primero funciona como un amplificador adicional de FI para las señales débiles.

Limitador de amplitud de umbral variable

Tanto en el limitador de amplitud con diodos como en el que actúa *por saturación transistorizado*, es preciso que la señal alcance un cierto nivel para que pueda recortarse; por lo tanto, las señales de nivel bajo no pueden ser recortadas y en la salida del limitador aparecen los mismos picos parásitos que en la entrada. Para solucionar este problema se recurre al empleo de los *circuitos limitadores de umbral variable*, es decir, circuitos limitadores cuyo nivel de corte es variable según el nivel de la señal de entrada.

9.6 Circuito limitador de umbral variable con diodos de silicio.



En la figura 9.6 se puede ver el esquema de un limitador de umbral variable con diodos de silicio. Consiste en un par de diodos de silicio conectados en oposición, y en serie con cada uno de ellos un grupo RC cuya constante de tiempo es mucho mayor que el período de la señales con las que trabaja el circuito. De esta forma, si se aplica a la entrada una señal que, por el momento, tenga amplitud constante y de valor 2 V de pico a pico, un diodo conduce durante el semiciclo positivo y el otro durante el semiciclo negativo, de forma que al poco tiempo de haber aplicado la señal de entrada los condensadores se cargan hasta alcanzar la tensión de pico, es decir, +0,5 V en uno de ellos y -0,5 V en el otro (los restantes 0,5 V aparecen entre cátodo y ánodo de los diodos).

La tensión, positiva o negativa, de 0,5 V en el conjunto RC, queda aplicada a su respectivo diodo como tensión de polarización inversa, por lo que para que el diodo conduzca es necesario que la tensión directa aplicada al mismo sea superior a 1 V (0,5 V del grupo RC más los 0,5 V en la unión PN del diodo). Así pues, todos los semiciclos cuya amplitud sea mayor de 1 V quedan recortados y la señal queda repartida entre la resistencia R del diodo y el grupo RC correspondiente. Dada la

elevada frecuencia de la señal, la impedancia del condensador es despreciable, lo que motiva que el exceso de tensión sea absorbido y no aparezca en la salida.

Un dato importante a tener en cuenta es que en este circuito, incluso cuando la amplitud de la señal de entrada es constante, en la salida aparece ligeramente recortada. Esto es fácil de comprender si se analiza con algo más de atención el funcionamiento de una cualquiera de las ramas del circuito (por ejemplo la formada por el diodo D_2 y su correspondiente grupo R_2C_2). Durante el tiempo que el diodo está bloqueado, el condensador C_2 se descarga ligeramente sobre R_2 , de forma que cuando conduce de nuevo D_2 la tensión en el conjunto R_2C_2 desciende algo de valor (por ejemplo a 0,45 V). El resultado es que, como la señal aplicada al conjunto es mayor, el diodo pasa al estado de conducción cargando al condensador. Como resultado de todo ello, se produce un pequeño descrestado de la señal, incluso cuando ésta no venga acompañada de picos parásitos. Durante el breve período de tiempo en que el diodo conduce, se repone la carga perdida por el condensador en el semiciclo de bloqueo del diodo, con lo que la tensión en él vuelve a subir, si bien no llega a alcanzar el valor de 0,5 V, sino algo menos (por ejemplo, 0,48 V). Este proceso se repite indefinidamente mientras la amplitud de la señal de entrada no varíe su valor.

Si ahora se sintoniza otra emisora cuya señal, por ser más débil que la anterior, aparece en la entrada del limitador con una amplitud de 1,5 V de pico a pico, la señal de pico aplicada al condensador pasa a ser de 0,25 V, ya que los 0,5 V quedan, como siempre, aplicados al diodo. Al iniciarse el proceso, el condensador está cargado a 0,5 V, por lo que (dado que esta tensión está aplicada en sentido de bloqueo al correspondiente diodo y que para que éste conduzca se precisan 0,5 V en sentido directo) resulta una tensión total en bornes del conjunto de 1 V, por lo que la nueva señal de pico de 0,75 V no provoca la conducción del diodo. El circuito permanece bloqueado y, por lo tanto, el condensador se descarga continuamente sobre su resistencia, hasta que en el conjunto RC la tensión alcance un valor inferior a 0,25 V, instante en el cual la suma de esta tensión con la del diodo es inferior a los 0,75 V de pico del semiciclo y el diodo pasa al estado de conducción, cargando al condensador. A partir de este instante el proceso de funcionamiento del circuito es en todo idéntico al descrito para la señal de 2 V de pico a pico.

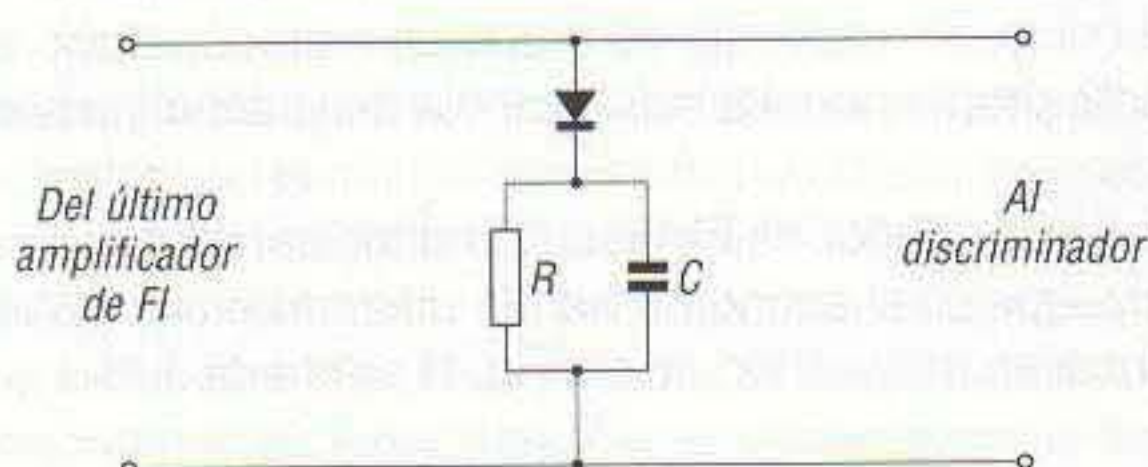
El umbral se autoajusta de forma similar cuando se pasa de la recepción de una emisora débil a otra potente. Así, por ejemplo, si se sintoniza nuevamente la emisora que proporciona 2 V de pico a pico, en este caso la tensión de entrada es muy superior a la presente entre los bornes del circuito, por lo que los diodos pasan al estado de conducción y los primeros semiciclos de la señal se recortan como si hubiesen sido originados por un parásito. Ahora bien, a diferencia de la actuación ante un parásito, la señal de entrada no regresa rápidamente a su nivel inicial de 1,5 V de pico a pico, sino que se mantiene en el valor de 2 V de pico a pico.

Durante los períodos de conducción los condensadores van aumentando su carga, pues reciben más de la que pierden y, por lo tanto, su tensión aumenta paulatinamente hasta que, por último, se llega al bloqueo de los diodos.

El circuito descrito se ajusta automáticamente al nivel de la señal útil de entrada, recortando cualquier señal parásita que por corto tiempo sobrepase el límite del umbral autoestablecido.

De todo lo estudiado se deduce que el circuito descrito es eficaz siempre que la duración de las variaciones de amplitud provocadas por un parásito sea breve en comparación con la constante de tiempo de los circuitos RC , puesto que si la perturbación se mantiene por largo tiempo el nivel de la señal de salida llega a modificarse de la misma forma que se modifica al pasar de la sintonía de una portadora débil a otra más potente.

En la práctica el funcionamiento de los limitadores de umbral variable es satisfactorio incluso con un solo diodo y su correspondiente grupo RC (figura 9.7), ya que aunque parezca que se elimi-



9.7 En la práctica se obtiene una limitación satisfactoria con un solo diodo y su correspondiente grupo RC .

nan sólo las variaciones de amplitud de uno solo de los semiciclos, en la práctica se consigue eliminar, aunque no en la misma proporción, las variaciones de amplitud de los dos semiciclos.

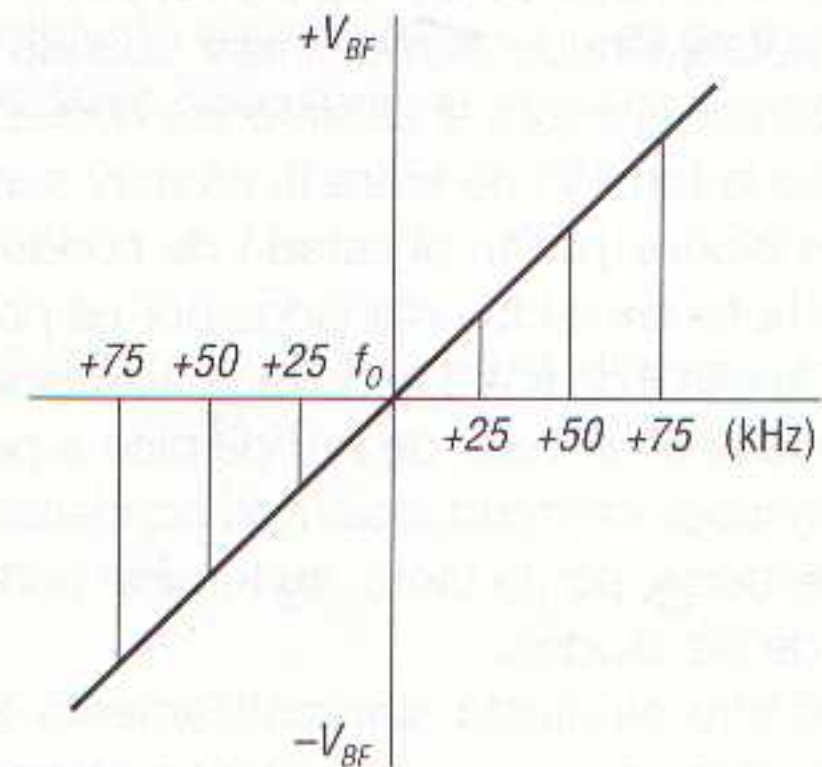
DEMODULADOR DE FM

La detección de las señales moduladas en frecuencia se lleva a cabo por medio de un proceso doble. Este proceso puede desglosarse de la siguiente forma:

- 1) Las señales de FI, moduladas en frecuencia y de amplitud constante, se aplican a un circuito llamado *discriminador*, el cual proporciona a su salida variaciones de amplitud proporcionales a las variaciones de frecuencia. Dicho de otra forma, a la salida del discriminador las señales están moduladas tanto en frecuencia como en amplitud.
- 2) Las señales proporcionadas por el discriminador se someten a un proceso de rectificación y filtrado, igual al que se somete las señales moduladas en amplitud. Con este proceso se detectan las variaciones de amplitud que constituyen, como ya sabe, la señal de BF o señal de audio.

Así pues, un demodulador de FM consta de un discriminador y de un detector de AM, pero por extensión se suele dar al conjunto de los dos circuitos el nombre de *discriminador*.

Un buen detector de FM debe reproducir fielmente la modulación de frecuencia mientras que rechaza cualquier modulación de amplitud. Algunos detectores de FM realizan perfectamente estas funciones, pero otros no, por lo que en este último caso es preciso añadir un circuito limitador en su entrada, a fin de que se elimine de la señal cualquier modulación de amplitud antes de proceder a su detección.



9.8 Curva de respuesta ideal de un demodulador de FM.

Para que la señal de audio pueda reproducirse sin distorsión, el demodulador de FM debe ser lineal, es decir, la respuesta del circuito debe ser como la que se muestra en la figura 9.8, en la cual se observa cómo las frecuencias que están por encima de la frecuencia de reposo (o frecuencia central f_0) del canal de FM sintonizado producen una tensión de salida positiva, tanto mayor cuanto mayor sea la frecuencia aplicada. Las frecuencias que están por debajo de la frecuencia de reposo producen una tensión negativa.

Tanto en un caso como en el otro, la curva de respuesta es una línea recta, es decir, la tensión de salida del demodulador es directamente proporcional a la frecuencia de la señal presente en su entrada.

Para producir la salida correcta en un demodulador de FM la salida debe ser lineal con ± 75 kHz, o sea, en un ancho de banda de 150 kHz, que es el ancho de banda utilizado en las emisiones de FM. Si la salida del demodulador no es lineal en este ancho de banda, la salida de audio queda distorsionada.

CIRCUITOS DEMODULADORES DE FM

Existen cuatro circuitos demoduladores básicos de las señales de FM, cada uno de ellos con su propio principio de funcionamiento. Dichos circuitos demoduladores son:

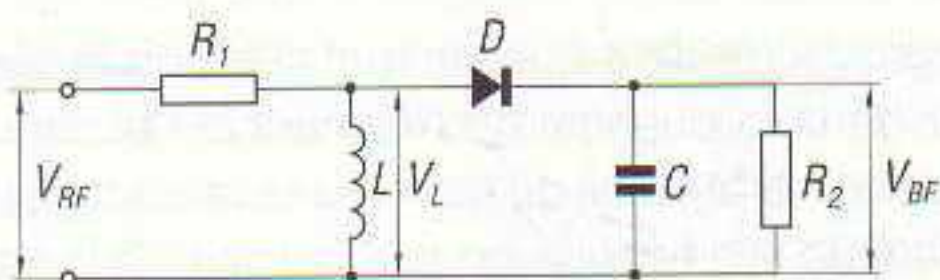
- *Detector de pendiente.*
- *Discriminador Travis.*
- *Discriminador de fase o de Foster-Seeley.*
- *Discriminador de relación.*

De todos ellos, los dos últimos son los más utilizados, siendo el último (el de relación) el que generalmente se adopta porque, además, realiza perfectamente el trabajo de limitador.

De todas formas, y por el interés que cada uno de estos circuitos pueda tener para el lector, en este libro se describe el funcionamiento de todos ellos, dando, lógicamente, mayor importancia a los dos últimos.

DETECTOR DE PENDIENTE

El *detector de pendiente* funciona cambiando primero la señal de FM en una combinación de señal AM-FM, y luego detectando las variaciones de amplitud para que se recupere la señal de audio original.



9.9 Sencillo circuito demodulador de FM. La señal de FM se convierte primero en una señal modulada en amplitud.

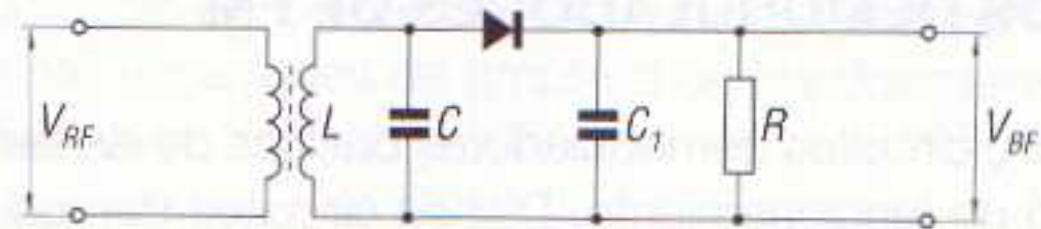
En la figura 9.9 se ha dibujado el circuito detector de pendiente más sencillo, consistente en una bobina L (que actúa como demodulador de frecuencia) y un diodo D que rectifica la señal modulada en amplitud. El condensador C actúa de filtro cortocircuitando a masa la señal de RF aún presente en la salida del detector. El funcionamiento de este circuito es muy simple, pues está basado en la mayor o menor oposición que presenta la bobina al paso de frecuencias de valor diferente.

Efectivamente, la bobina L y la resistencia R_1 forman un divisor de tensión al que se aplica una tensión de RF (V_{RF}) de valor constante (procedente de un limitador de amplitud). Esta tensión de RF corresponde a la señal de FI, cuya frecuencia central es de 10,7 MHz, y que tiene una variación de frecuencia (debida a la modulación) de ± 75 kHz. Es decir, que la frecuencia de la señal de entrada al demodulador varía entre 10,625 y 10,775 MHz.

Indudablemente, la reactancia u oposición que la inductancia L ofrece al paso de la frecuencia de 10,625 MHz es menor que la que ofrece al paso de la señal de 10,775 MHz, y entre esos dos valores extremos la reactancia es variable según el valor de la frecuencia aplicada. Si aumenta el valor de frecuencia, aumenta el valor de la reactancia X_L de la bobina y, con ella, la tensión V_L entre sus terminales. Si la frecuencia disminuye de valor, se reduce la reactancia y, con ella, la tensión V_L . La tensión V_L depende de la frecuencia de la señal aplicada al circuito, por lo que mediante una simple bobina en serie con una resistencia se puede obtener una señal modulada en amplitud de acuerdo con la modulación en frecuencia.

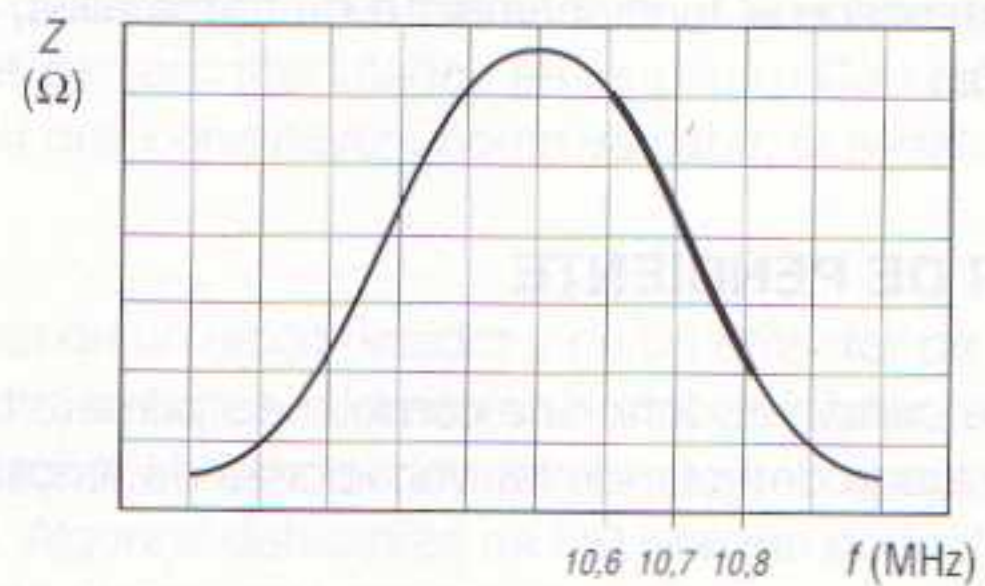
Para el valor de la portadora el circuito está diseñado de forma que la reactancia inductiva tenga el mismo valor que la resistencia óhmica de R_1 ; por lo tanto, cuando se recibe la portadora, la tensión en L es igual a la tensión en R_1 . La tensión obtenida en L se aplica al diodo detector, por lo que a la salida de éste se tienen sólo los semiciclos positivos que, una vez filtrados por el condensador C , dan lugar a la señal de audio. Naturalmente, la tensión en el condensador y, por lo tanto, en la resistencia en paralelo con él es tanto mayor cuanto mayor sea la frecuencia aplicada a la entrada del circuito.

9.10 *Detector de pendiente a base de un circuito resonante LC.*

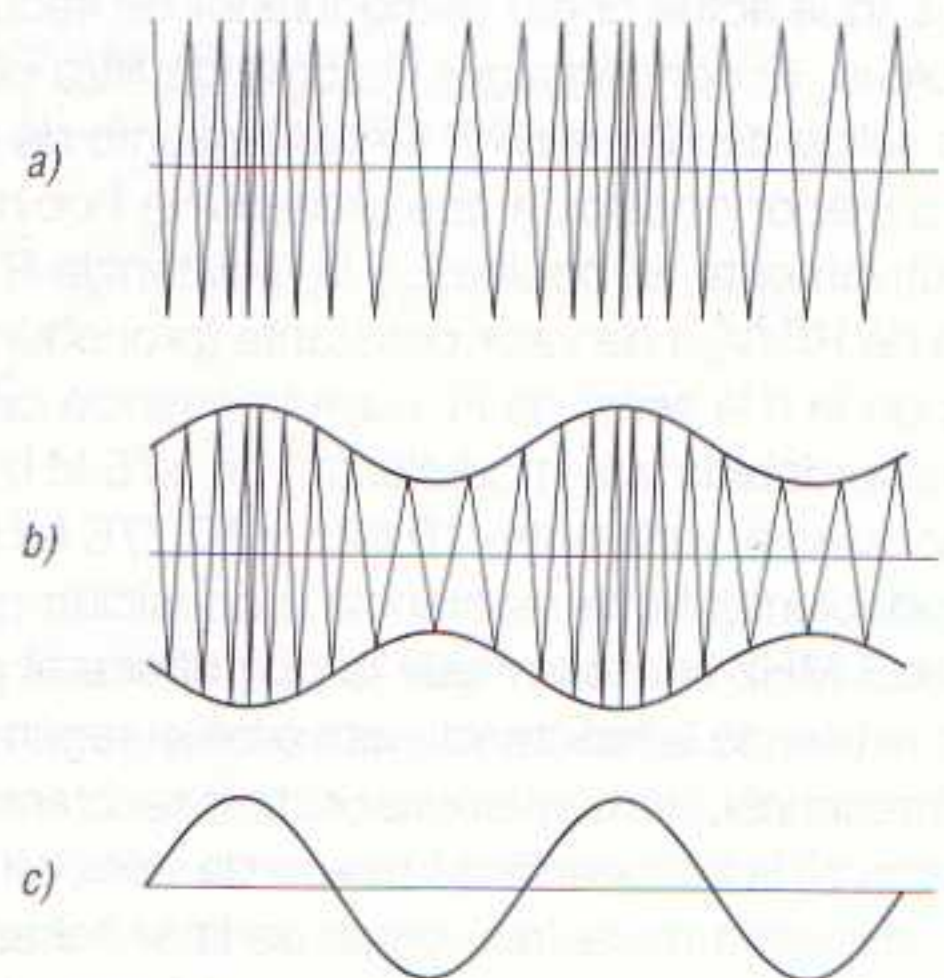


En la figura 9.10 se muestra el esquema de otro detector de pendiente, el cual está formado por un circuito resonante LC. En este esquema, el circuito resonante LC actúa como discriminador, transformando las variaciones de frecuencia en variaciones de amplitud. El diodo D cumple su función de detector. Para que el circuito de esta figura actúe como discriminador, es preciso situar la frecuencia central de 10,7 MHz de la FI sobre uno de los flancos de la curva de resonancia del circuito, tal y como se indica en la figura 9.11.

9.11 *Para que el circuito resonante LC de la figura anterior funcione como discriminador es necesario que la frecuencia central se sitúe en el centro de uno de los flancos de la curva de resonancia.*

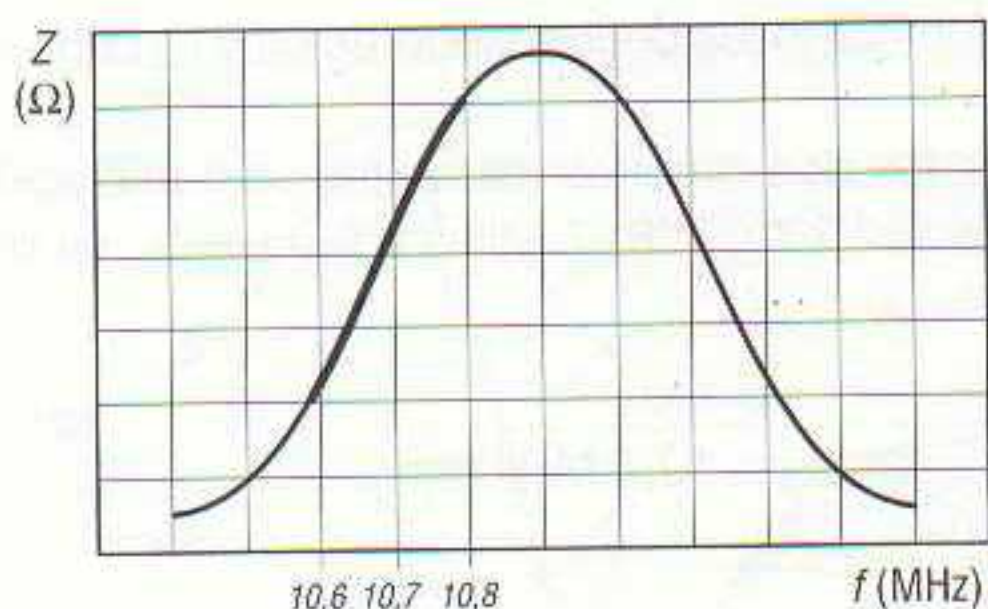


El funcionamiento del circuito es como sigue: a medida que varía el valor de la frecuencia de la FI de 10,7 MHz, se aleja o se acerca al valor de la frecuencia de resonancia del circuito sintonizado. Cuando el valor de la frecuencia de FI se acerca al valor de la frecuencia de resonancia del circuito sintonizado, aumentan la impedancia de éste y la tensión en sus bornes. Si el valor de la FI se aleja del valor de la frecuencia de resonancia del circuito, disminuyen la impedancia y la tensión en sus bornes. En resumen, la amplitud de la señal de salida es directamente proporcional al valor de la frecuencia de la señal de FI.



9.12 *Formas de onda presentes en el detector de pendiente de la figura 9.10. a) Señal de FM en la entrada. b) Señal en bornes del circuito LC. c) Señal en la salida del detector.*

Las formas de onda obtenidas por la acción del circuito sintonizado se ilustran en la figura 9.12. En esta figura se observa que la tensión en el circuito resonante LC (forma de onda de la figura 9.12b) es una onda de FM que ahora, además, también está modulada en amplitud. Esta modulación de amplitud representa la señal de audio, la cual es rectificada por el diodo D y filtrada por el condensador C_1 , obteniéndose en la salida del circuito la forma de onda de la figura 9.12c. El diodo, el condensador C_1 y la resistencia R funcionan exactamente igual a como lo hace un detector de AM.



9.13 El detector de pendiente de la figura 9.10 puede trabajar, con los mismos resultados finales, dentro de la otra pendiente de la curva de resonancia del circuito LC.

El circuito descrito puede funcionar dentro de la pendiente derecha o izquierda de la curva de resonancia; es decir, no importa que pendiente se utilice, pues los resultados son los mismos, con la única diferencia de que en un caso la impedancia del circuito (y, por lo tanto, la tensión) aumenta al aumentar la frecuencia, y en el otro aumenta al disminuir la frecuencia (figura 9.13).

El detector de pendiente no es muy utilizado debido a un doble inconveniente. En primer lugar, y como puede apreciarse sobre la curva de resonancia de cualquier circuito resonante, la pendiente de la curva no es una línea recta, sino que es curva, lo que trae consigo que las variaciones de amplitud que experimentan las señales no sean proporcionales a las variaciones de frecuencia. Así, en la curva de la figura 9.11 se puede observar que con frecuencias altas las caídas de tensión son menores que con frecuencias bajas. Esta particularidad es el motivo por el cual las señales de audio proporcionadas por el detector no sean réplica fiel de las que han modulado a la portadora de RF en la emisora. En resumen, el detector de pendiente introduce distorsión en las señales. Esta distorsión es armónica, es decir, es una distorsión debida a que la curva de resonancia en sus flancos no es una línea recta. El discriminador, por lo tanto, no es lineal.

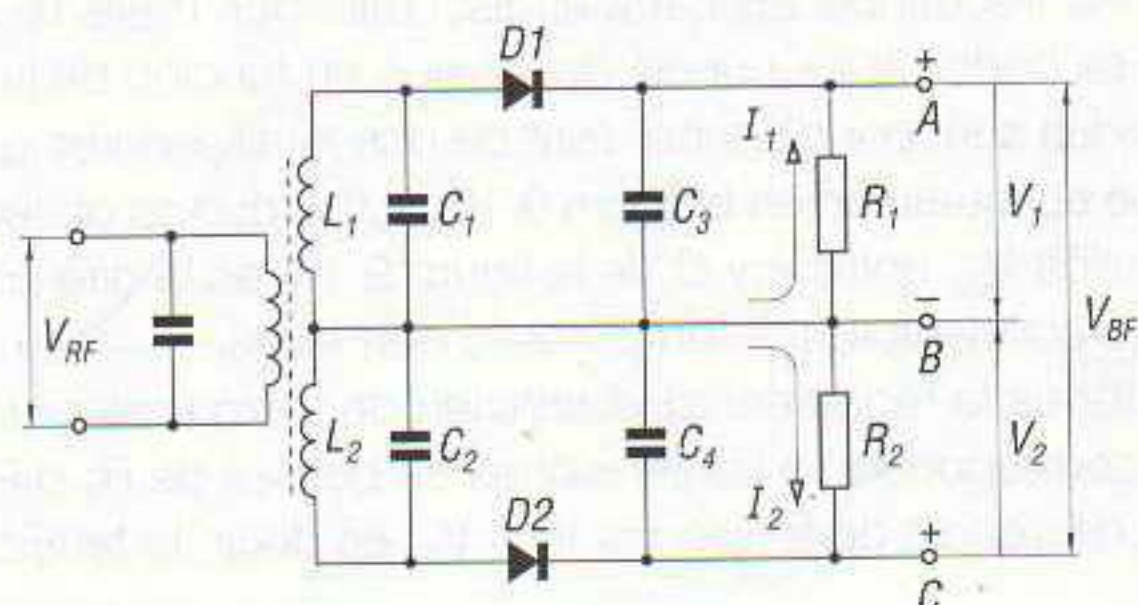
El segundo problema que presenta el detector de pendiente se encuentra en la falta de simetría de la pendiente. En efecto, en la figura 9.11 se observa que la porción correspondiente a las frecuencias comprendidas entre 10,7 y 10,8 MHz (100 kHz de diferencia) es distinta a la porción de las frecuencias comprendidas entre 10,6 y 10,7 MHz (también con 100 kHz de diferencia). La diferencia de impedancia es, pues, distinta si aumenta la frecuencia de 10,7 a 10,8 MHz a que si disminuye de 10,7 a 10,6 MHz. Esto hace que el detector de pendiente proporcione aún más distorsión a las señales de BF, puesto que los semiciclos positivos y negativos no son idénticos.

Como resumen de todo ello, el detector de pendiente no se utiliza en los modernos radiorreceptores, más aún si se tiene en cuenta que precisa de un limitador de amplitud en su entrada.

DISCRIMINADOR TRAVIS

Mejor rendimiento que el del circuito anterior tiene el circuito de la figura 9.14, el cual se le conoce con los nombres de *discriminador Travis*, *discriminador diferencial* o *detector de sintonía escalonada*.

Básicamente, consiste en dos detectores de pendiente. La señal de FI, procedente de un circuito limitador de amplitud, se aplica al primario de un transformador de RF con dos bobinados se-



9.14 Esquema de un circuito discriminador Travis.

cundarios L_1 y L_2 . Estos devanados forman, junto con los condensadores C_1 y C_2 , dos circuitos oscilantes.

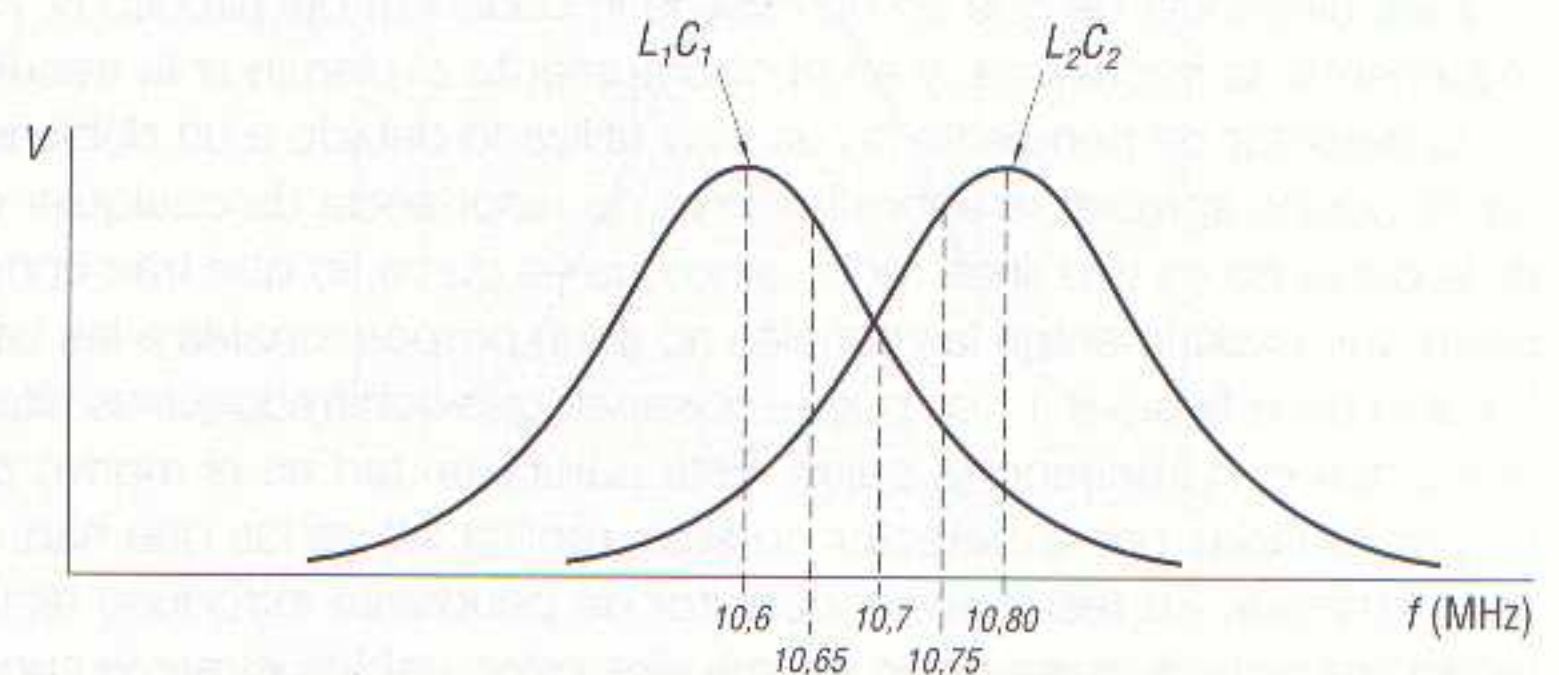
Las frecuencias de resonancia f_{01} y f_{02} de los dos circuitos oscilantes se han elegido de forma que f_{01} tenga un valor menor que la FI del receptor ($f_0 = 10,7$ MHz) y f_{02} mayor; es decir, las frecuencias de resonancia de cada circuito son:

$$f_{01} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1C_1}} < f_0 < 10,7 \text{ MHz}$$

y

$$f_{02} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_2C_2}} > f_0 > 10,7 \text{ MHz}$$

9.15 Curvas de resonancia de los dos circuitos oscilantes del discriminador Travis.



En la figura 9.15 se han dibujado las curvas de resonancia de ambos circuitos oscilantes. Como se puede comprobar, en el discriminador Travis las curvas de resonancia están situadas simétricamente con respecto a la frecuencia de la portadora de 10,7 MHz, de ahí que también se le conozca con el nombre de detector de sintonía escalonada.

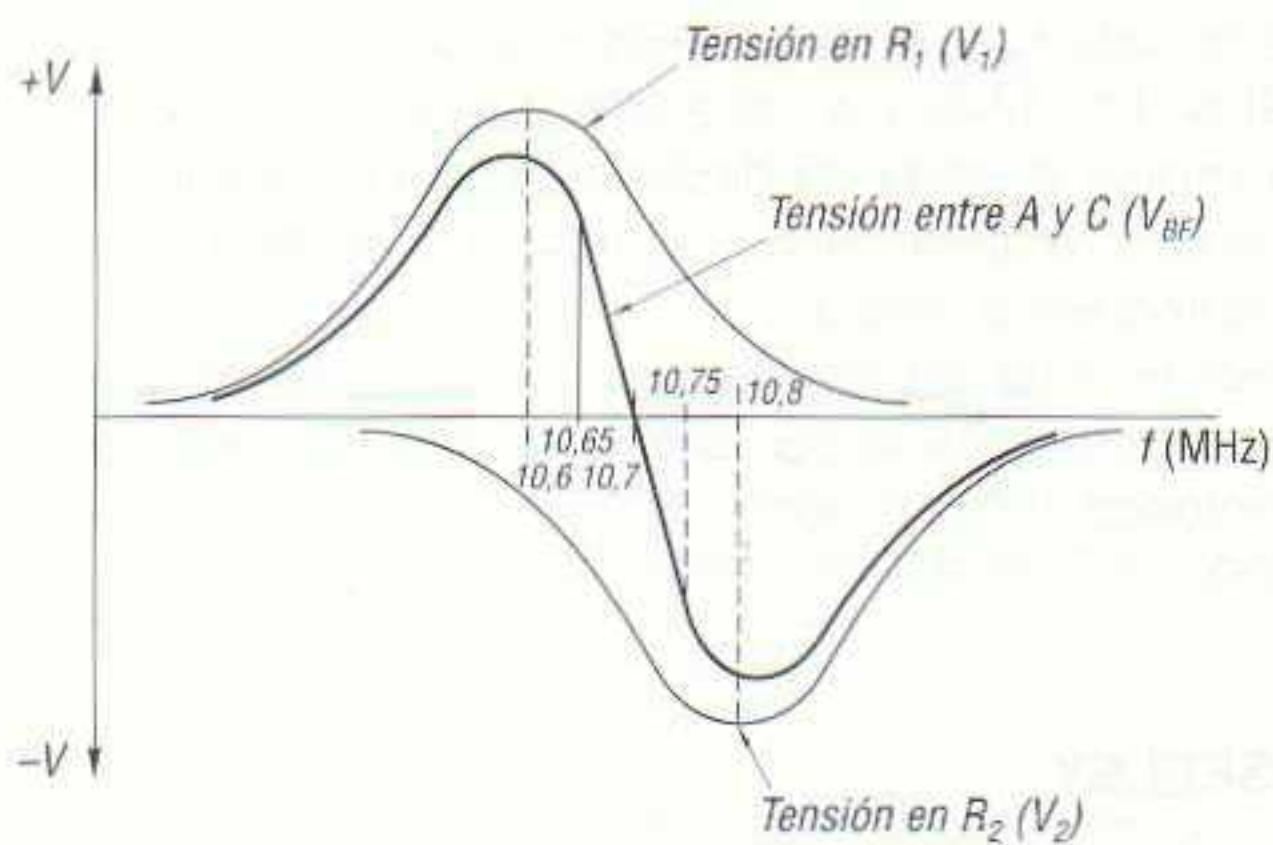
En lo que respecta a la polaridad de las señales de salida, se tiene (figura 9.14):

- Cuando el diodo D_1 conduce, se produce un paso de corriente I_1 , la cual crea en la resistencia R_1 una tensión V_1 con el punto B negativo con respecto al A .
- Cuando el diodo D_2 conduce, entonces es la corriente I_2 la que crea en R_2 una tensión V_2 con el punto B negativo con respecto al C .

A la frecuencia de resonancia f_0 (de 10,7 MHz), las impedancias de los dos circuitos oscilantes son iguales (figura 9.15), por lo que también son iguales las tensiones en bornes de ambos circuitos resonantes y, como consecuencia, I_1 es igual a I_2 . Al ser iguales I_1 e I_2 , así como las resistencias R_1 y R_2 , resulta lógico llegar a la conclusión de que a la frecuencia de 10,7 MHz las tensiones rectificadas V_1 y V_2 serán iguales y de signo opuesto, por lo que la tensión total en la salida del detector, es decir, la tensión de audio V_{BF} entre los puntos A y C , será nula.

Veamos ahora lo que sucede cuando la frecuencia aplicada al discriminador Travis es diferente de la frecuencia de resonancia. Para ello se parte de las curvas de tensión en función de la frecuencia en la salida del circuito. Las curvas citadas son, por disponer éste de dos rectificadores que rectifican la señal en distintos semiciclos, las que se muestran en la figura 9.16, en las que se observa cómo la tensión de salida del discriminador (tensión V_{BF} entre A y C de la figura 9.14) es la diferencia de la que aparece en las resistencias R_1 y R_2 (o condensadores en paralelo con ellas).

La curva característica de este detector es la representada con línea de trazo más grueso en la figura 9.16, puesto que las de trazo fino corresponden a las tensiones en bornes de R_1 o R_2 (según la frecuencia), y las de trazo grueso, a la diferencia de tensiones $V_1 - V_2$, es decir, la tensión de salida V_{BF} .



9.16 Curvas de tensiones V_1 , V_2 y V_{BF} en el circuito discriminador Travis.

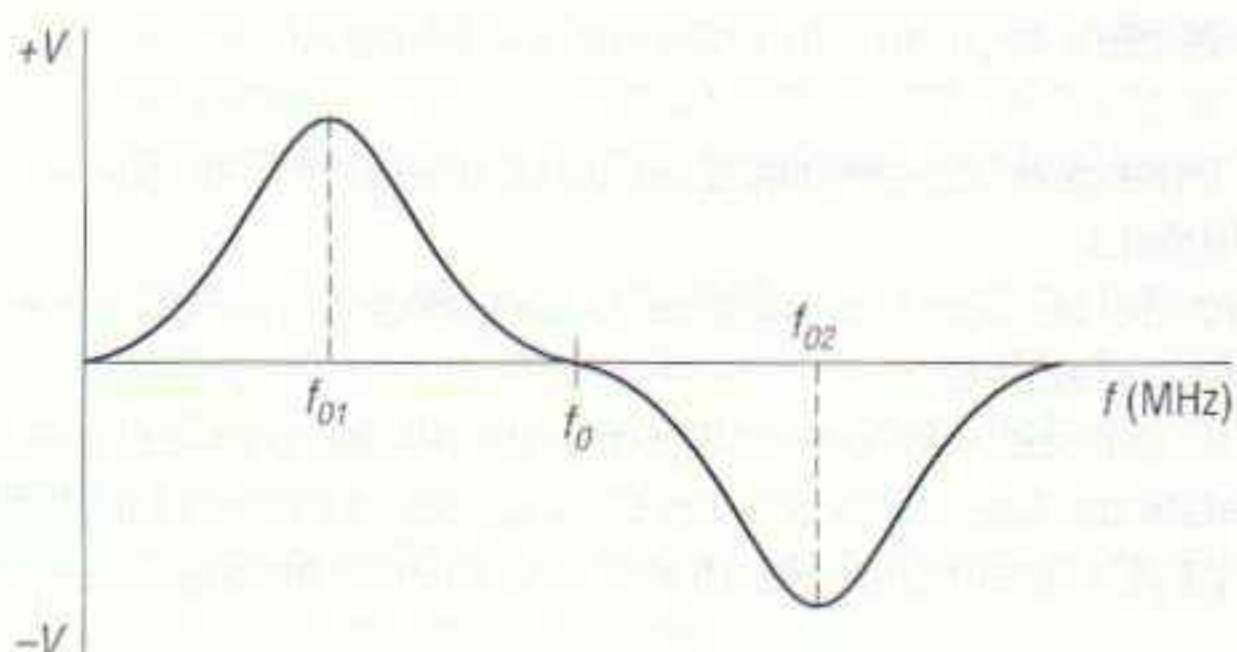
Para el estudio del funcionamiento de este circuito supondremos que el circuito resonante L_1C_1 está sintonizado a 10,6 MHz y el circuito resonante L_2C_2 a 10,8 MHz. En esta circunstancia, si la señal aplicada al primario posee un valor de frecuencia de, por ejemplo, 10,8 MHz, el circuito oscilante formado por L_2C_2 presenta mayor impedancia que el formado por L_1C_1 , ya que su frecuencia de resonancia se acerca más al valor de la frecuencia aplicada y, por lo tanto, la tensión en el conjunto L_2C_2 es mayor que la tensión en L_1C_1 . El diodo rectificador D_2 suministra en este caso una tensión mayor que la que proporciona el diodo D_1 , siendo por ello $V_2 > V_1$. La tensión de salida ($V_{BF} = V_1 - V_2$) es aquí negativa. Si se aplica al primario una señal de 10,6 MHz, será el circuito formado por L_1C_1 el que ofrece mayor impedancia y, por lo tanto, mayor tensión aparece en sus bornes, por lo que el diodo D_1 suministra ahora una tensión superior que el D_2 , siendo $V_1 > V_2$. La tensión de salida ($V_{BF} = V_1 - V_2$) pasa a ser positiva.

De lo expuesto se deduce que cuando la frecuencia disminuye desde 10,7 hasta 10,6 MHz, la tensión V_{BF} es positiva en mayor o menor grado según sea la frecuencia aplicada. Por el contrario, cuando la frecuencia aumenta desde 10,7 hasta 10,8 MHz, la tensión V_{BF} pasa a ser negativa, dependiendo también su valor de la frecuencia aplicada. Si la FI de 10,7 MHz está modulada en frecuencia, la tensión de salida V_{BF} varía al mismo ritmo, dependiendo su amplitud de la frecuencia aplicada a la entrada del circuito.

A pesar de que las características de cada circuito resonante (como discriminadores independientes) no es ni recta ni simétrica, la del conjunto del circuito sí que es simétrica y prácticamente lineal dentro de un amplio margen de frecuencias.

El discriminador Travis es notablemente mejor que el detector de pendiente antes estudiado ya que, además de ser simétrico y prácticamente lineal, es mucho más sensible contra perturbaciones debidas a la AM. Su único inconveniente consiste en que su buen funcionamiento depende mucho del ajuste correcto de los dos circuitos oscilantes, ya que tan sólo pequeñas variaciones en los valores de las frecuencias de resonancia causan ya notables distorsiones, tal y como se deduce de la figura 9.17.

En la figura 9.17 se observa cómo si las frecuencias de resonancia de los dos circuitos oscilantes están muy separadas; el detector sigue siendo simétrico, pero deja de ser lineal. Las frecuen-



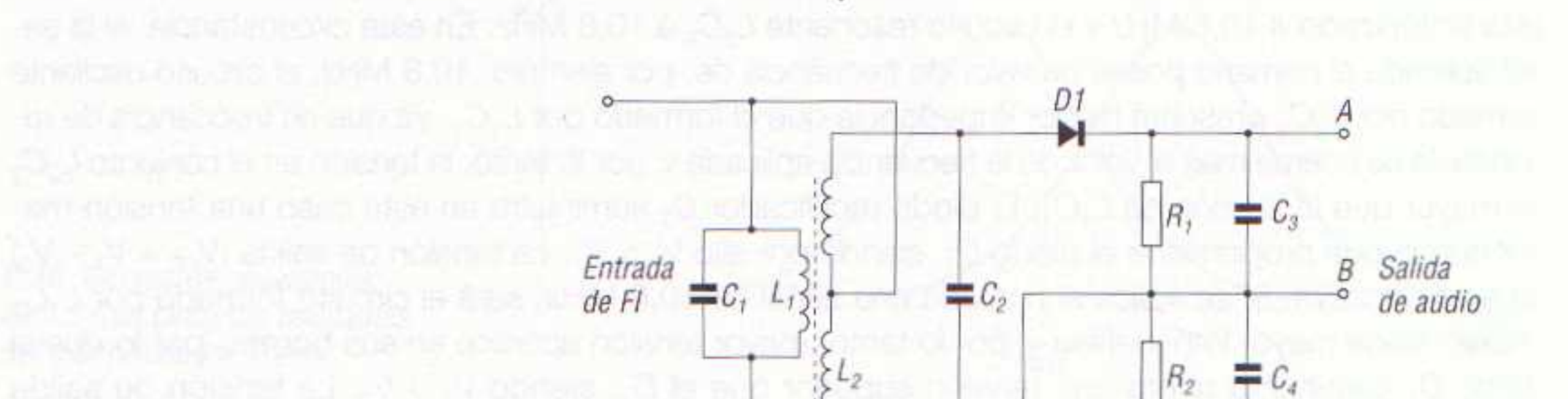
9.17 Si las frecuencias de resonancia de los dos circuitos oscilantes están muy separadas, la característica del discriminador Travis deja de ser lineal, aunque mantiene su simetría.

cias de ajuste normalmente utilizadas en este tipo de discriminador se establecen en 10,6 MHz para L_1C_1 (100 kHz por debajo de la FI de 10,7 MHz) y en 10,8 MHz para L_2C_2 (100 kHz por encima de la FI de 10,7 MHz). Con estos valores la salida del discriminador es lineal entre estos dos puntos y permite una salida de audio de buena calidad, ya que la máxima desviación de la señal de FM es de ± 75 kHz a ambos lados de la frecuencia central.

La desventaja del discriminador Travis es la de requerir tres circuitos, cada uno de ellos sintonizado a una frecuencia diferente, y que deben ajustarse con gran precisión: el de entrada, que se sintoniza a la FI; un segundo, que se sintoniza 100 kHz por encima de la FI y un tercero, que debe sintonizarse 100 kHz por debajo de la FI.

DISCRIMINADOR DE FOSTER-SEELEY

El *discriminador de Foster-Seeley* se le conoce también con el nombre de *detector de fase*. Se utiliza con más frecuencia que el discriminador Travis porque sólo necesita dos circuitos sintonizados a la misma frecuencia, lo cual hace más sencillo su ajuste.



9.18 Esquema de principio del discriminador Foster-Seeley.

En la figura 9.18 se muestra el esquema de principio de este discriminador. Consta de un transformador de RF, el cual desempeña las funciones de discriminador, y dos diodos con sendos grupos RC de filtrado.

En esencia es muy semejante al discriminador Travis, con algunos detalles de montaje que hacen que su funcionamiento sea completamente distinto. Estas diferencias son las siguientes:

- 1) Aunque el devanado secundario L_2 del transformador disponga de toma central, está sintonizado mediante un solo condensador C_2 ; como consecuencia, la frecuencia de resonancia es sólo una. La frecuencia de resonancia del circuito oscilante formado por L_2C_2 es la de 10,7 MHz de la FI, por lo que resulta obvio que el funcionamiento del circuito es totalmente distinto al de Travis.
- 2) El primario L_1 también está sintonizado mediante la capacidad C_1 a la frecuencia de 10,7 MHz. Se trata, por tanto, de un circuito doblemente sintonizado, es decir, de un transformador como los utilizados en las etapas amplificadoras de FI.
- 3) De los extremos del bobinado primario parten dos conductores: uno de ellos se conecta a la toma media del secundario y el otro, al punto de unión de los filtros RC.

Este circuito precisa de una etapa limitadora de amplitud en su entrada, por lo que el circuito oscilante L_1C_1 se conecta a la salida de ésta.

Para estudiar el funcionamiento del circuito se debe considerar el funcionamiento de un transformador de RF, ya que en él se encuentra su secreto.

En la parte superior de la figura 9.19 se puede ver un transformador de RF, con sus devanados L_1 y L_2 exactamente iguales en características. Las capacidades C_1 y C_2 son también iguales, por lo que los dos circuitos resonantes L_1C_1 y L_2C_2 están sintonizados a una misma frecuencia f_0 de, por ejemplo, 10,7 MHz.

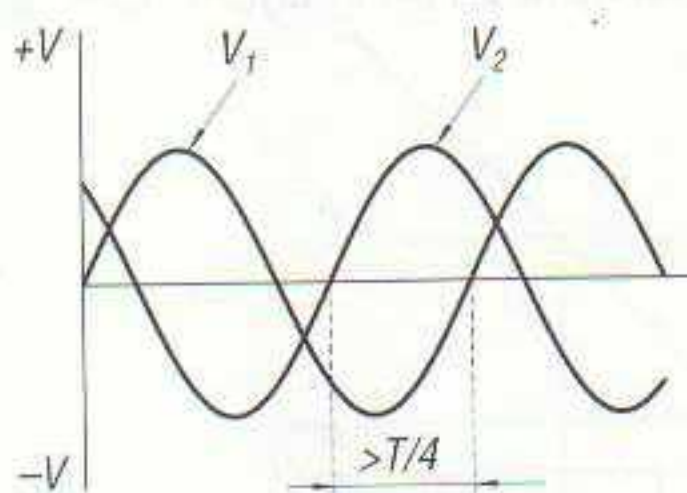


9.19 A la frecuencia de resonancia las tensiones en el primario y el secundario están desfasadas un cuarto de período.

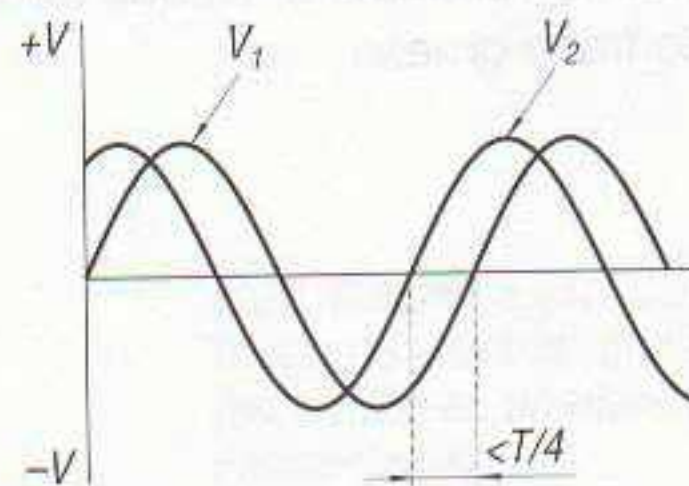
Si se aplica al primario una señal cuya frecuencia tenga un valor de 10,7 MHz, se genera por inducción energía en el secundario L_2 y, por estar éste en sintonía, circula por él la máxima corriente. La tensión en el circuito resonante L_2C_2 ; alcanza así su valor máximo. Si a continuación se modifica el valor de la frecuencia aplicada al primario, éste induce menor energía al secundario, por lo que también disminuye la tensión en el circuito resonante L_2C_2 ; es decir, el secundario se comporta como si hubiera aparecido una resistencia mayor en su circuito, tanto mayor cuanto más alejado esté el valor de la frecuencia aplicada de la frecuencia de resonancia de 10,7 MHz.

Interesa ahora destacar los siguientes puntos:

- A la frecuencia de resonancia existe una diferencia de fase de $1/4$ de período entre las tensiones del primario y del secundario (figura 9.19).
- Si se aumenta el valor de la frecuencia aplicada al primario, aumenta la diferencia de fase entre ambas tensiones (figura 9.20).
- Si se disminuye el valor de la frecuencia, disminuye asimismo la diferencia de fase entre la tensión del primario y la del secundario (figura 9.21).



9.20 Al aumentar la frecuencia, aumenta el ángulo de desfase entre V_1 y V_2 .



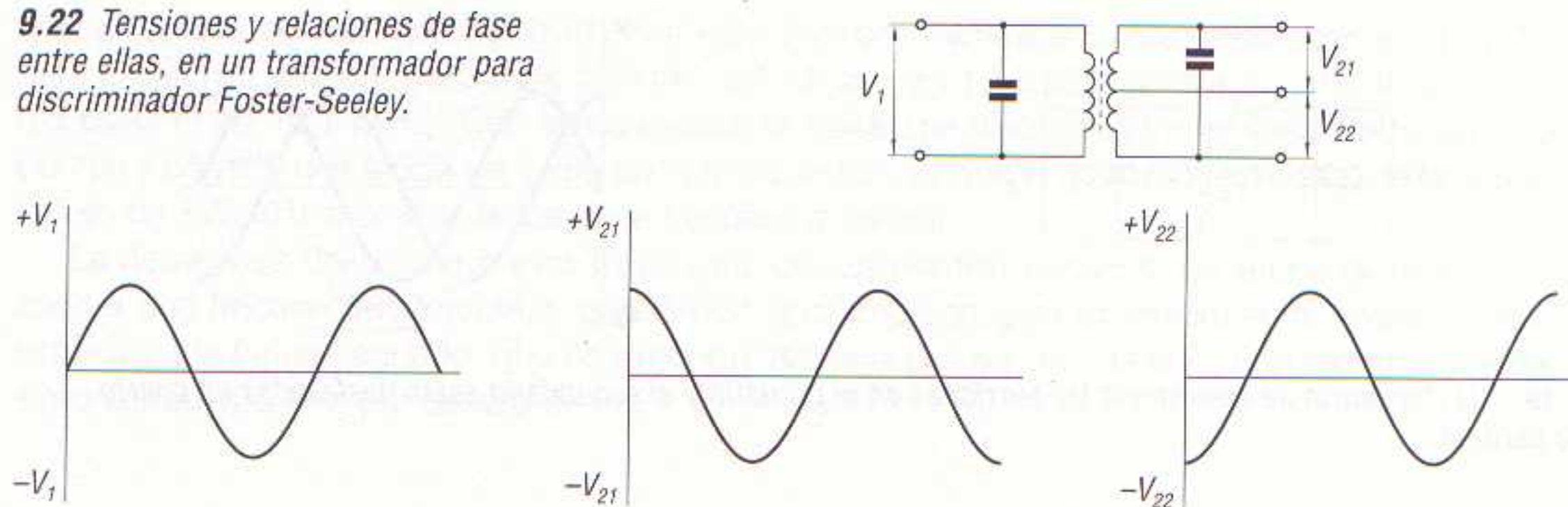
9.21 Al disminuir la frecuencia, disminuye el ángulo de desfase entre V_1 y V_2 .

Pues bien, el transformador del discriminador Foster-Seeley no sólo está doblemente sintonizado, sino que, además, se construye de forma que el acoplamiento entre los devanados sea débil. En este transformador la tensión en el primario, pues, está desfasada $1/4$ de período con respecto a la del secundario cuando la frecuencia aplicada es de 10,7 MHz. Ahora bien, el secundario está provisto de una toma central, de forma que en cada una de sus dos mitades aparecen unas tensiones (con respecto a la toma central) que siempre están en oposición de fase (figura 9.22).

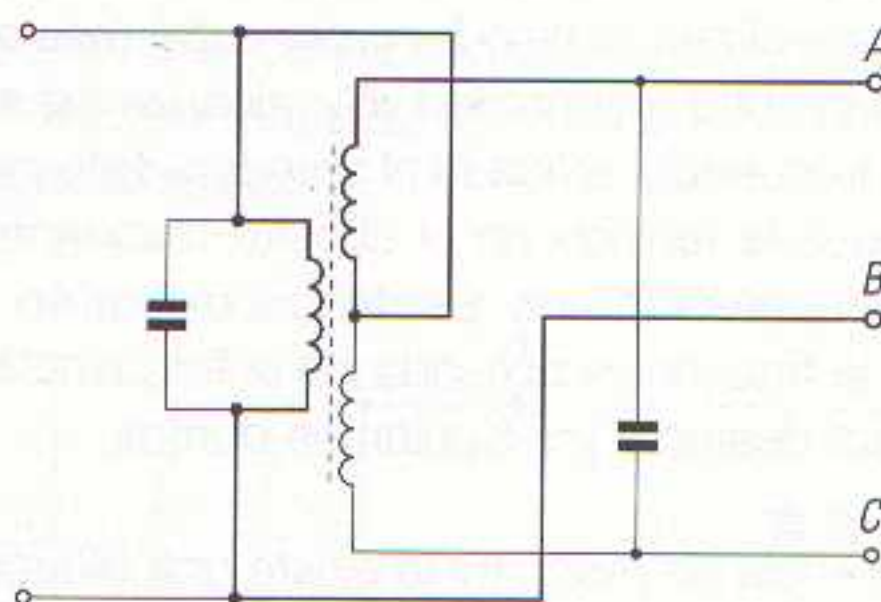
De lo expuesto se extrae la siguiente conclusión: si en una mitad del secundario, por ejemplo la superior, la tensión está *atrasada* en $1/4$ de período con relación a la tensión del primario, en la otra mitad del secundario la tensión va *adelantada* en $1/4$ de período con respecto a la tensión del primario.

Veamos ahora qué finalidad tienen las conexiones que se indican en la figura 9.18, las cuales unen los circuitos primario y secundario.

9.22 Tensiones y relaciones de fase entre ellas, en un transformador para discriminador Foster-Seeley.



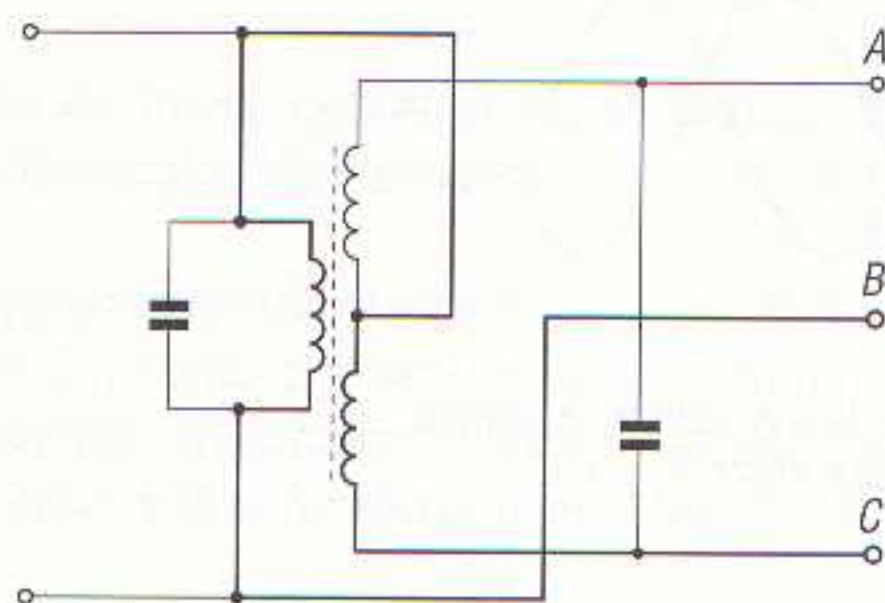
9.23 La tensión entre A y B es igual a la suma de la tensión del primario más la del secundario superior.



En la figura 9.23 se puede ver (dibujado con línea de trazo más grueso) que el devanado primario está conectado en serie con el devanado secundario superior. Como consecuencia, las tensiones en estos devanados se suman, apareciendo entre los puntos A y B del circuito.

De igual forma, entre los puntos C y B aparece la suma de la tensión primaria y la existente en el devanado secundario, ya que también están en serie, tal y como se aprecia en la figura 9.24 con línea de trazo grueso.

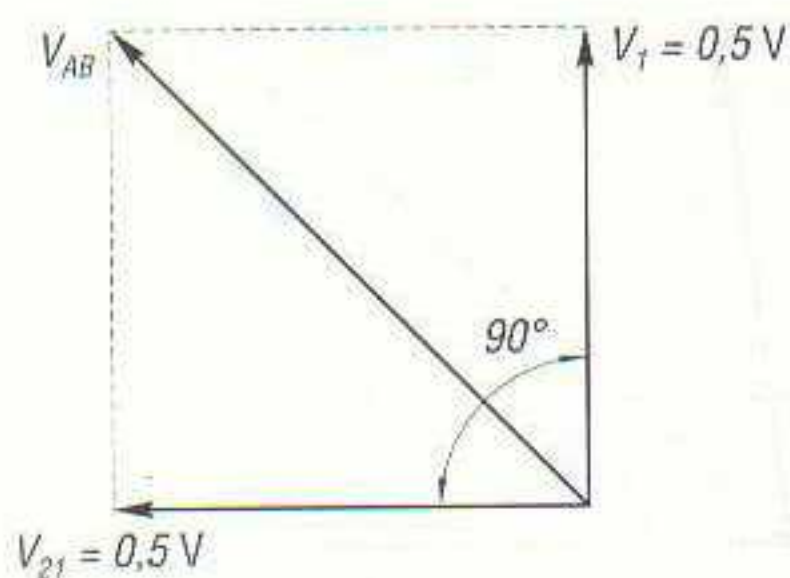
9.24 La tensión entre C y B es igual a la suma de la tensión del primario más la del secundario inferior.



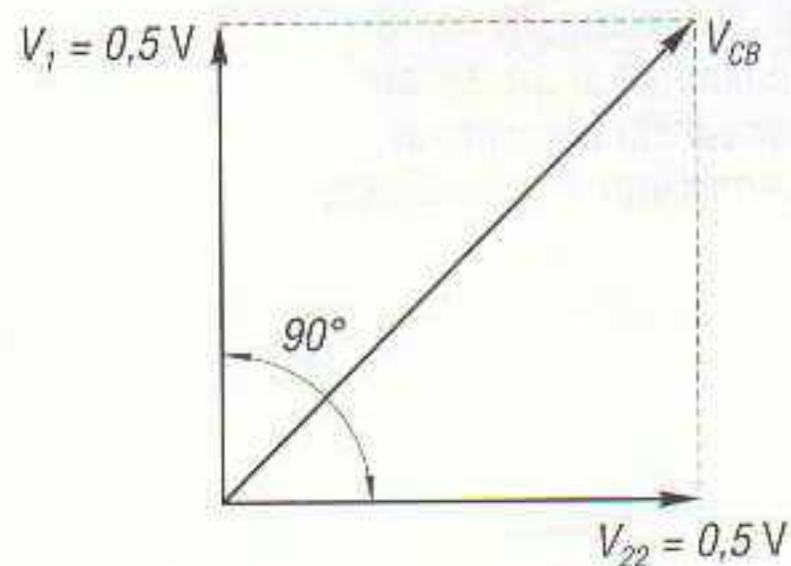
El transformador se construye con una relación de transformación 1:1 entre el devanado primario y cada una de las mitades del secundario; es decir, que en cada mitad del secundario aparece la misma tensión aplicada al primario. Si al primario de este transformador se aplica una tensión alterna con una amplitud de, por ejemplo, 0,5 V de pico a pico y una frecuencia de 10,7 MHz, en la mitad superior del secundario se obtiene también una tensión alterna de 0,5 V de pico a pico y una frecuencia de 10,7 MHz, pero adelantada un cuarto de período a la tensión del primario. La suma de estas dos tensiones es la que aparece entre los puntos A y B de la figura 9.23.

Dado que existe un desfase entre ellas, la suma de las dos tensiones es geométrica (figura 9.25). La tensión V_{AB} vale, por tanto:

$$V_{AB} = \sqrt{V_1^2 + V_{21}^2} = \sqrt{(0,5 \text{ V})^2 + (0,5 \text{ V})^2} = 0,71 \text{ V}$$



9.25 Suma geométrica de las tensiones V_1 y V_{21} , presentes en el circuito de la figura 9.23.

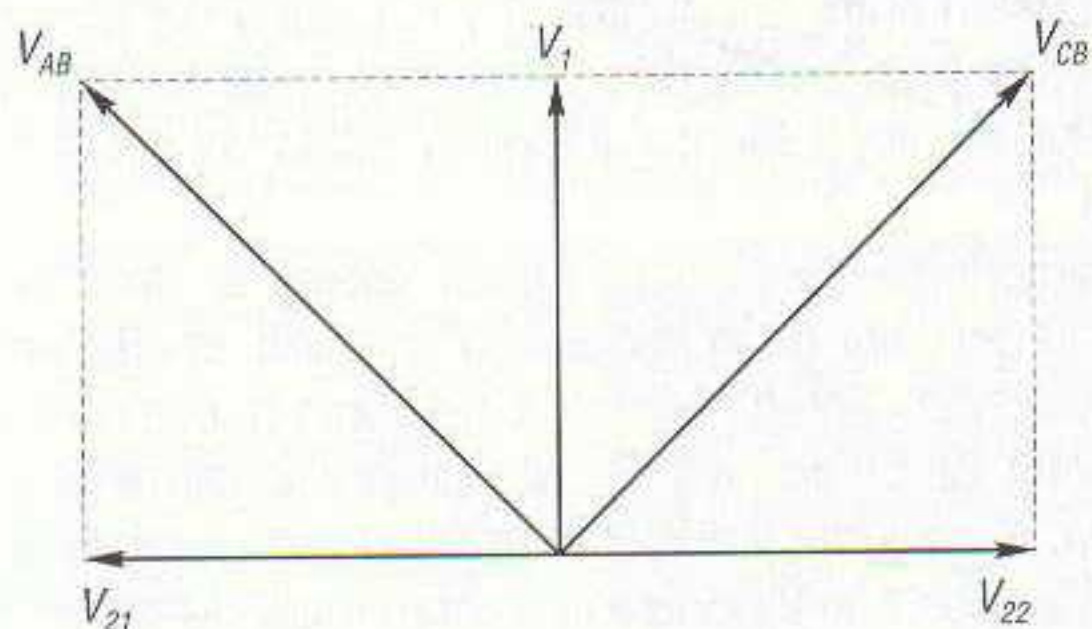


9.26 Suma geométrica de las tensiones V_1 y V_{22} , presentes en el circuito de la figura 9.24.

De forma análoga se llega a la conclusión de que la tensión entre los puntos C y B de la figura 9.24 es la suma geométrica de V_1 y V_{22} , pero esta vez V_{22} está en oposición de fase con respecto a V_{21} y 90° en atraso con respecto a V_1 , siendo el diagrama vectorial el mostrado en la figura 9.26, y el valor de la tensión V_{CB} :

$$V_{CB} = \sqrt{V_1^2 + V_{22}^2} = \sqrt{(0,5 \text{ V})^2 + (0,5 \text{ V})^2} = 0,71 \text{ V}$$

Así pues, a la frecuencia de resonancia se obtiene el diagrama vectorial de la figura 9.27, en el cual se representan todas las tensiones presentes en el circuito de la figura 9.18.



9.27 Diagrama vectorial de tensiones a la frecuencia de resonancia en un discriminador Foster-Seeley.

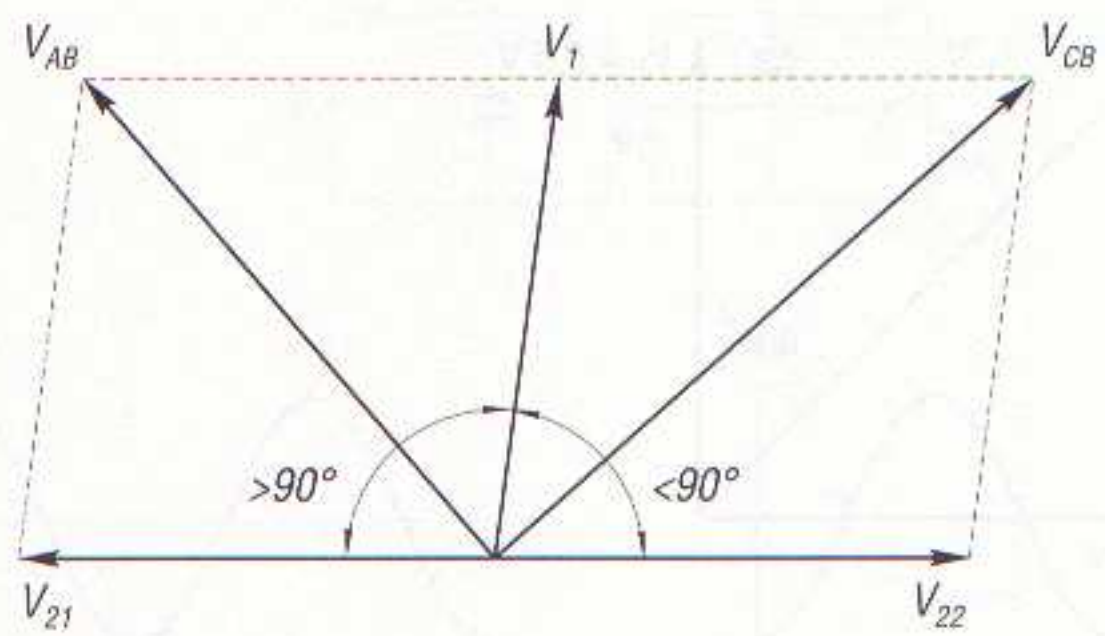
Cada una de las tensiones resultantes (V_{AB} y V_{CB}) se rectifica mediante el correspondiente diodo y, como son de la misma amplitud, las tensiones continuas resultantes cargan de idéntica forma a los condensadores C_3 y C_4 , si bien con polaridad opuesta, por lo que entre los terminales A y C la diferencia de potencial es nula. Por tanto, a la frecuencia de resonancia la tensión entre A y C es nula.

Si la frecuencia aplicada al primario es superior a la frecuencia de resonancia propia del circuito, la tensión en el extremo superior del secundario aumenta su diferencia de fase (figura 9.20), mientras que en el extremo inferior la diferencia de fase disminuye, ya que entre este extremo y el superior siempre existe oposición de fase cualquiera que sea el valor de la frecuencia aplicada.

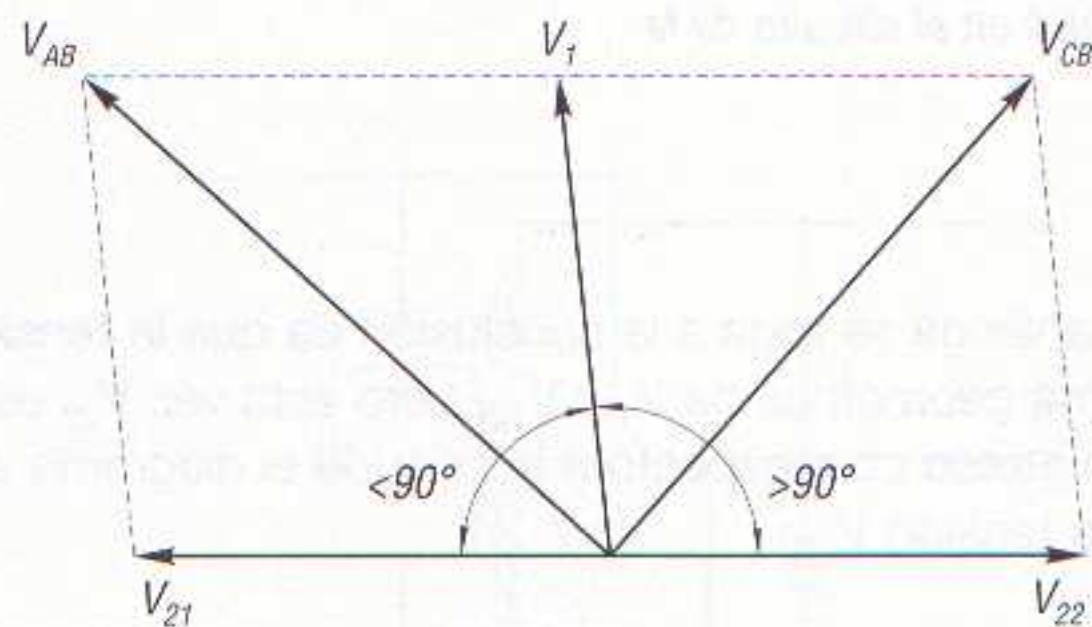
La figura 9.28 corresponde el diagrama vectorial que se obtiene al aumentar la frecuencia aplicada al circuito. Como se puede comprobar, las tensiones V_{21} y V_{22} conservan el desfase de 180° entre ellas, sin embargo el desfase entre V_1 y V_{21} aumenta y el existente entre V_1 y V_{22} disminuye en la misma proporción. La consecuencia de todo ello es que la tensión V_{AB} (suma geométrica de V_1 y V_{21}) disminuye su valor, mientras que la tensión V_{CB} (suma geométrica de V_1 y V_{22}) lo aumenta.

A valores de frecuencia superiores a la de resonancia la tensión rectificada por el diodo D_1 y aplicada al condensador C_3 (figura 9.18) es menor que la rectificada por D_2 y aplicada a C_4 ; la tensión

9.28 Diagrama vectorial de tensiones al aumentar la frecuencia aplicada al discriminador Foster-Seeley.



9.29 Diagrama vectorial de tensiones al disminuir la frecuencia aplicada al discriminador Foster-Seeley.

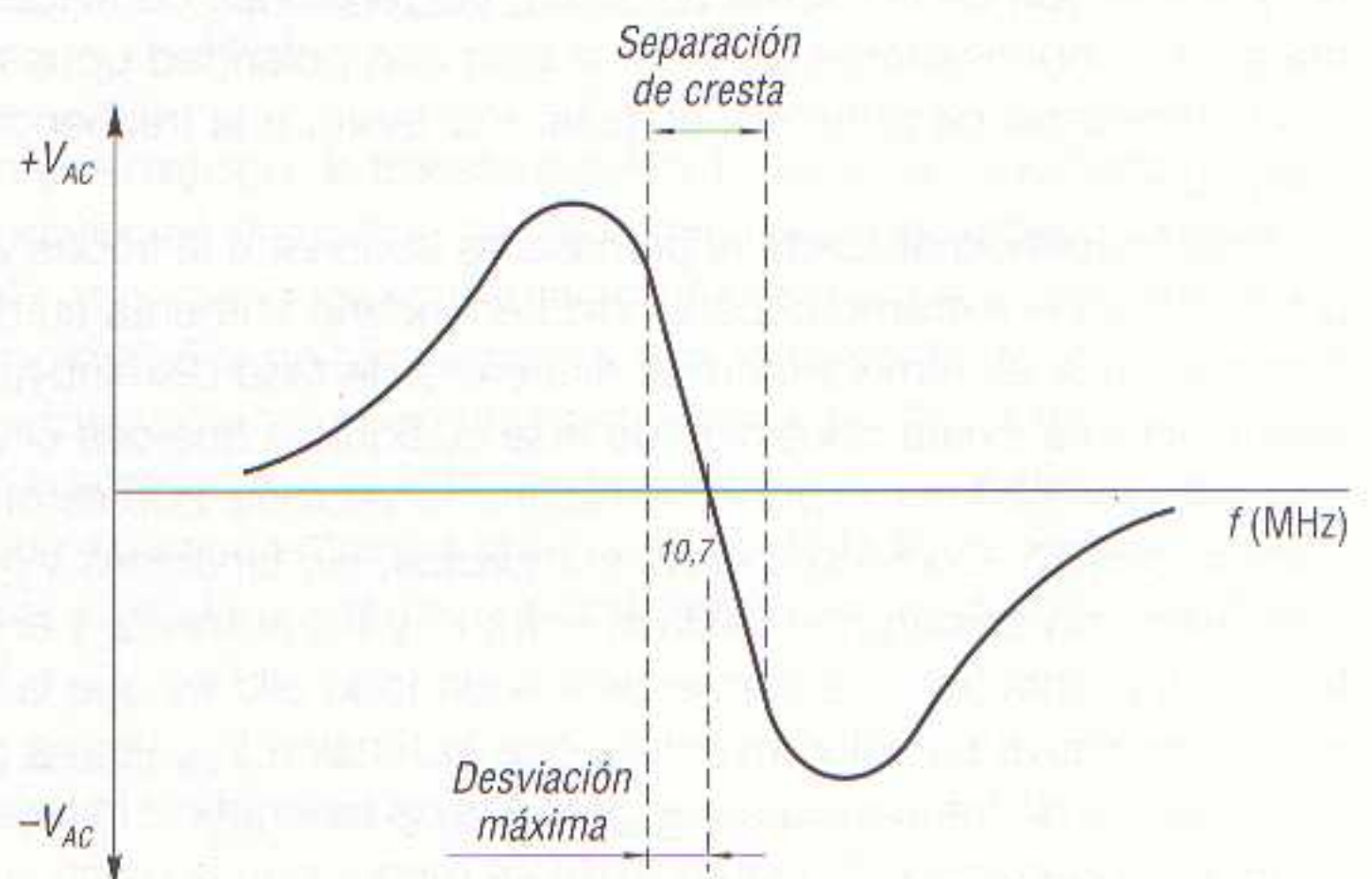


entre los puntos A y C, que es la diferencia entre las que aparecen en los condensadores, no es ahora nula, sino de signo negativo.

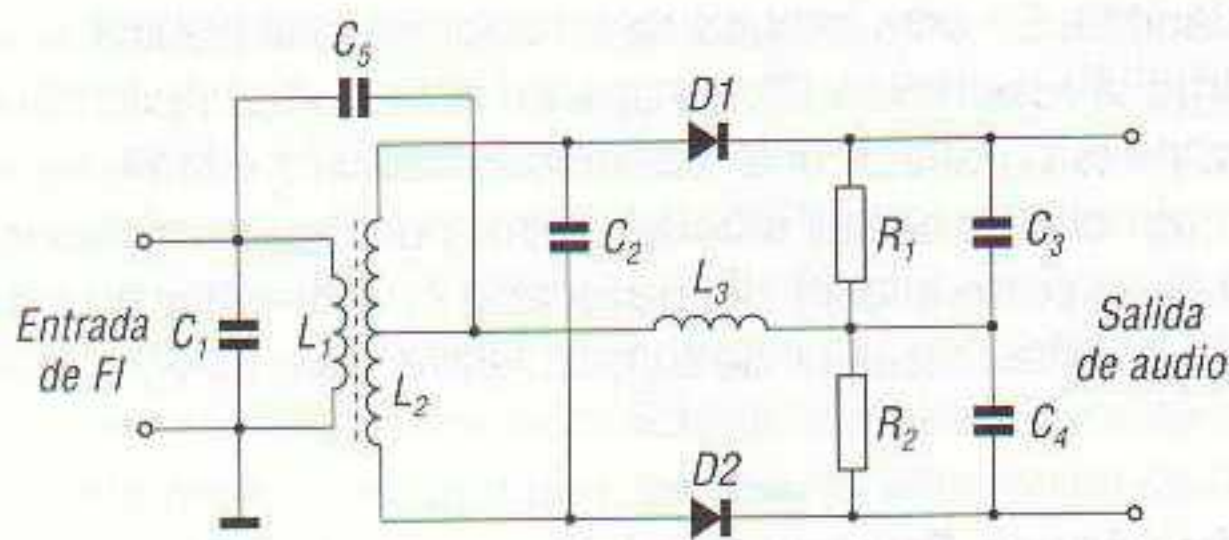
Resulta lógico deducir que si la frecuencia aplicada al circuito disminuye de valor por debajo de la de resonancia, el desfase entre V_{21} y V_1 pasa a ser menor de 90° (figura 9.29), produciendo el mismo proceso pero con signo opuesto. La tensión entre los puntos A y C pasa a ser ahora positiva.

Si la frecuencia de la señal cambia de valor a un lado y otro de la frecuencia de resonancia, es decir, si se aplica al circuito una señal de FM, resulta evidente que en la salida del circuito se obtiene una señal de BF modulada en amplitud.

En la figura 9.30 se muestra la curva característica del detector Foster-Seeley, es decir, la curva característica de la tensión de salida en función del valor de la frecuencia aplicada, la cual es prácticamente igual a la del detector de sintonía escalonada antes descrito. Esta curva posee un tramo recto en el que la tensión de salida V_{AC} (tensión entre los puntos A y C) varía proporcionalmente a las variaciones de la frecuencia de la señal de entrada. A izquierda y derecha de este tramo recto la tensión disminuye hasta anularse debido a que las frecuencias correspondientes están fuera del ancho de banda de los circuitos resonantes. La característica de este discriminador es más lineal que la del discriminador Travis y, por ello, es más utilizado. Las desviación máxima que se indica en la figura 9.30 corres-



9.30 Curva característica de la tensión de salida en función de la frecuencia de un discriminador Foster-Seeley.



9.31 Circuito básico de un discriminador Foster-Seeley.

ponde a la máxima amplitud de audio que este discriminador puede detectar, y la separación de cresta debe ser el doble que la desviación máxima para que en la salida no se produzca distorsión. Para el funcionamiento en un receptor de FM el circuito ha de trabajar en la zona lineal, la cual debe abarcar una gama de frecuencias que se extiende 75 kHz a ambos lados de la frecuencia central de 10,7 MHz.

Una vez comprendido el principio de funcionamiento del discriminador Foster-Seeley, pasemos al circuito de la figura 9.31, cuya diferencia con el de la figura 9.18 sólo estriba en la adición del condensador C_5 y la bobina L_3 .

Con esta disposición en los extremos de la bobina L_3 queda aplicada la misma tensión de RF que la aplicada a la bobina L_1 . De hecho, analizando con detalle el circuito y considerando que C_4 y C_5 representan cortocircuitos para la FI, se observa que el bobinado L_3 queda en paralelo con L_1 y, por lo tanto, la tensión en dichos devanados es prácticamente la misma. Como consecuencia, la bobina L_3 trabaja como resistencia de carga de L_1 .

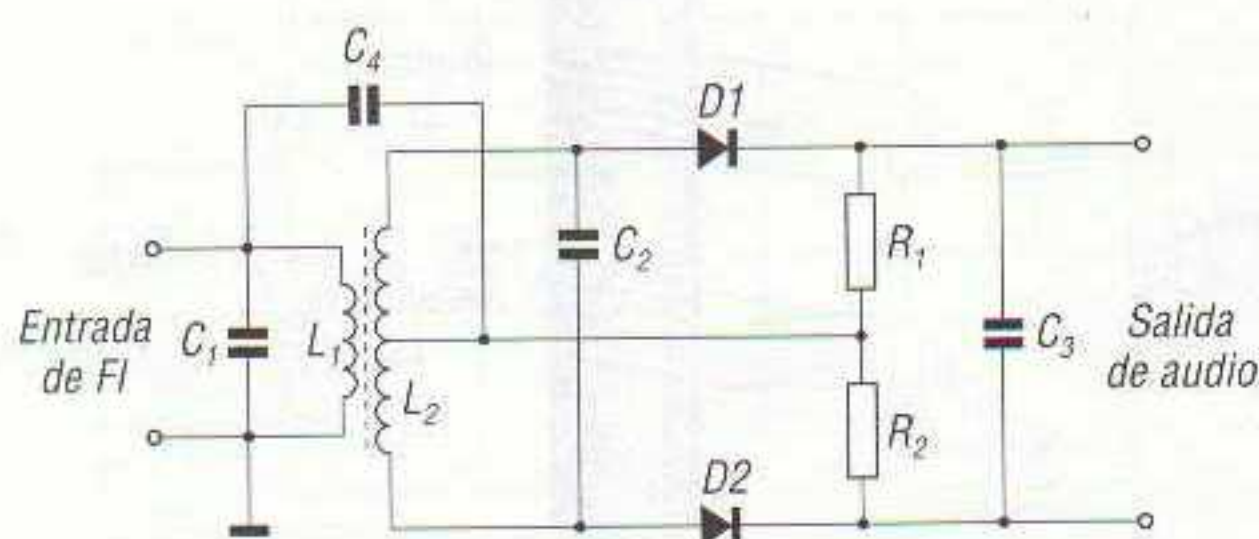
La tensión de L_3 se suma geoméricamente a las tensiones de los dos devanados secundarios L_2 , con lo que el diodo D_1 rectifica la tensión alterna de RF resultante de la suma geométrica de la tensión en L_3 más la tensión en la mitad superior de L_2 , y D_2 rectifica la tensión alterna de RF resultante de la suma geométrica de la tensión en L_3 más la tensión en la mitad inferior de L_2 .

Supóngase que no existe modulación de frecuencia, es decir, que la señal de FI viene desprovista de modulación y, por lo tanto, su valor es de 10,7 MHz. En ese instante el primario induce sobre el secundario (sintonizado por L_2C_2 a 10,7 MHz) una tensión cuya frecuencia es, lógicamente, de 10,7 MHz. Entre los dos circuitos de los diodos existe, por tanto, un perfecto equilibrio, tal y como se ha estudiado anteriormente, por lo que las corrientes que cargan los condensadores C_3 y C_4 son idénticas y de sentido opuesto, obteniéndose en la salida del circuito una tensión nula.

Si la señal de FI aplicada a la entrada está modulada en frecuencia, esto provoca en los circuitos de los diodos resultados diferentes: el primero como consecuencia de las tensiones del secundario (inferiores a las normales al recibir frecuencias fuera de su normal de resonancia) y el segundo como resultado de la tensión en el devanado L_3 , la cual, como se ha dicho, es igual a la tensión del primario. Como consecuencia, se produce un desequilibrio entre los dos circuitos de los diodos, haciendo que uno conduzca más que el otro y, por lo tanto, se desigualan las tensiones en los condensadores C_3 y C_4 , de forma que en la salida aparece una tensión de BF modulada en amplitud, de acuerdo con la modulación de frecuencia.

El discriminador descrito resulta muy sensible a las variaciones parásitas de amplitud, por lo que se recomienda anteponer una etapa limitadora.

Existen otros circuitos discriminadores basados en los mismos principios, pero en los que se introducen ligeras variantes. Así, en la figura 9.32 se puede ver el esquema de un circuito discrimina-



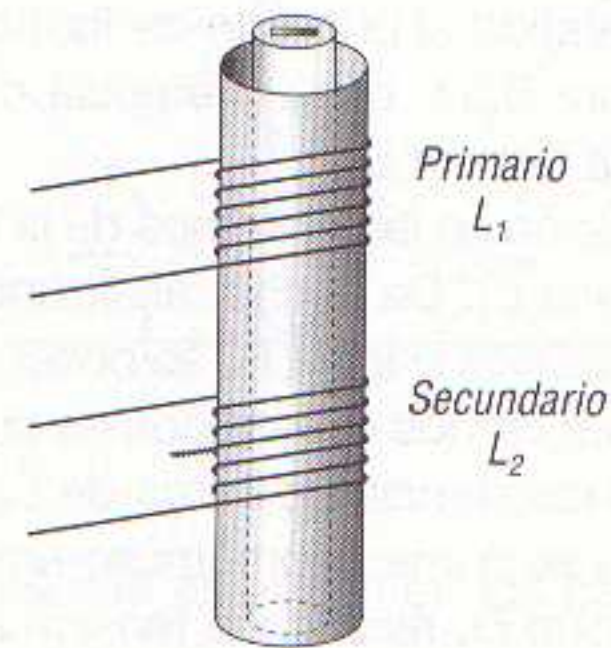
9.32 Circuito práctico de un discriminador Foster-Seeley.

dor Foster-Seeley muy utilizado en la práctica. En este circuito se ha suprimido la bobina L_3 del circuito de la figura 9.31, haciendo de carga la resistencia R_2 , ya que en ésta queda aplicada la tensión de FI por estar en paralelo con ella, pues C_4 ofrece una reactancia casi nula a la FI. La tensión de la señal de FI presente en R_2 queda también aplicada a cada diodo, pues sobre el diodo D_2 se aplica la tensión de R_2 más la presente en la parte inferior del devanado L_2 (por estar en serie) y al diodo D_1 se aplica la tensión presente en la mitad superior de L_2 más la presente en R_2 a través del condensador C_3 .

Transformadores para discriminadores Foster-Seeley

Para que un discriminador Foster-Seeley funcione correctamente, es muy importante que las dos mitades del secundario L_2 sean absolutamente iguales y trabajen en las mismas condiciones exactamente. Si no se respetan estos dos requisitos, ni el montaje ni su característica serán simétricos, y, por lo tanto, se producirá distorsión.

9.33 Forma incorrecta de devanar un transformador para discriminador Foster-Seeley.

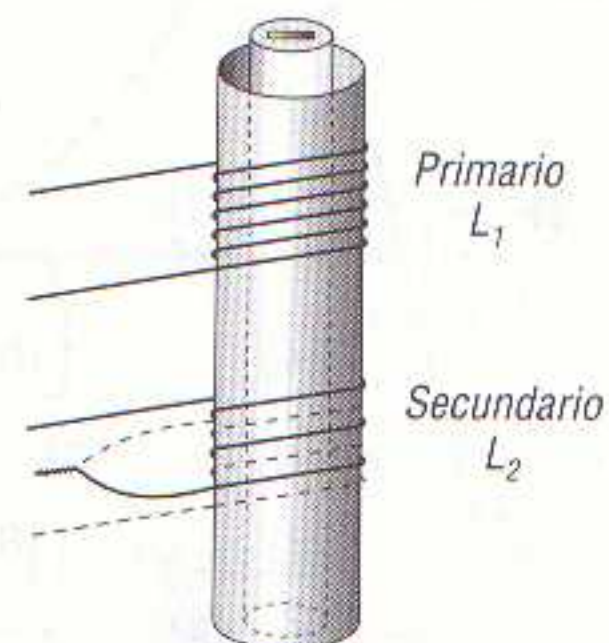


En un principio puede parecer que para conseguir la simetría basta con hacer que las dos mitades de L_2 tengan el mismo número de espiras; sin embargo, esto no es suficiente. Efectivamente, si se devana un transformador para el discriminador como se muestra en la figura 9.33, el cual está realizado de forma convencional, es decir, enrollando sobre un tubo aislante (roscado por su interior con el fin de utilizar un núcleo de ferrita para el ajuste de la frecuencia de resonancia) el devanado primario y secundario, lo suficientemente separados entre sí para que el coeficiente de acoplamiento sea débil, resulta evidente que si nos limitamos a bobinar el secundario colocando una espira al lado de otra y efectuando una toma de la espira central, una de las dos mitades del secundario queda más próxima al primario que la otra y, por lo tanto, cada una de las mitades trabaja en condiciones distintas.

Para conseguir que las dos mitades del secundario trabajen en idénticas condiciones, es preciso que L_2 se bobine con dos hilos, de forma que las espiras de las dos mitades queden intercaladas (figura 9.34). En esta figura se ha dibujado una de las dos mitades del secundario con trazo continuo y la otra mitad con trazo discontinuo, de forma que el lector pueda diferenciar cada una de ellas. Para obtener la toma media se une la entrada de una de las dos mitades con la salida de la otra.

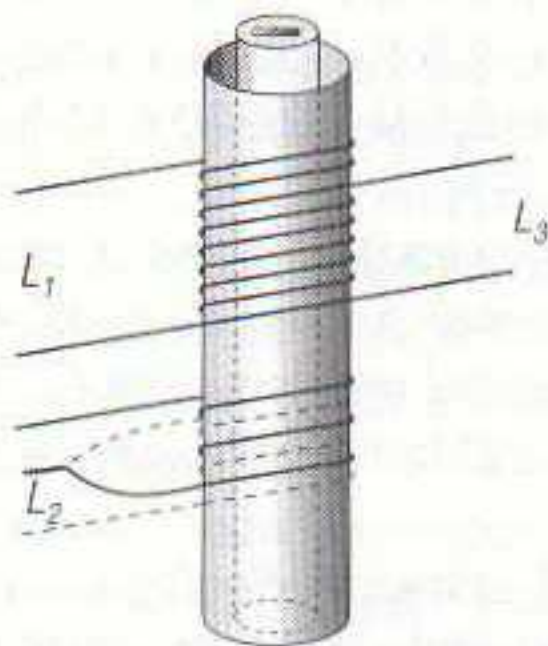
Existe otra razón importante que hace aconsejable la forma constructiva que se muestra en la figura 9.34: en casi todos los casos el ajuste de la frecuencia de resonancia, tanto del primario

9.34 Forma correcta de devanar un transformador para discriminador Foster-Seeley.



como del secundario, se realiza por variación de la permeabilidad y no por variación de la capacidad, es decir, introduciendo más o menos un núcleo de ferrita en el interior de los bobinados. Pues bien, en el proceso de ajuste resulta casi inevitable que el núcleo de ferrita no quede centrado respecto al bobinado, sino algo desplazado hacia un lado. Como consecuencia, si el bobinado se realiza como en la figura 9.33, resulta evidente que una de las dos mitades del secundario tendrá mayor autoinducción que la otra, ya que sus espiras estarán más cerca del núcleo.

En el caso de utilizar transformadores con tres devanados, el tercero (no sintonizado) se bobina directamente encima del primario, ya que de esta forma se consigue un coeficiente de acoplamiento fuerte (figura 9.35).



9.35 Forma correcta de devanar un transformador para discriminador Foster-Seeley con tres devanados.

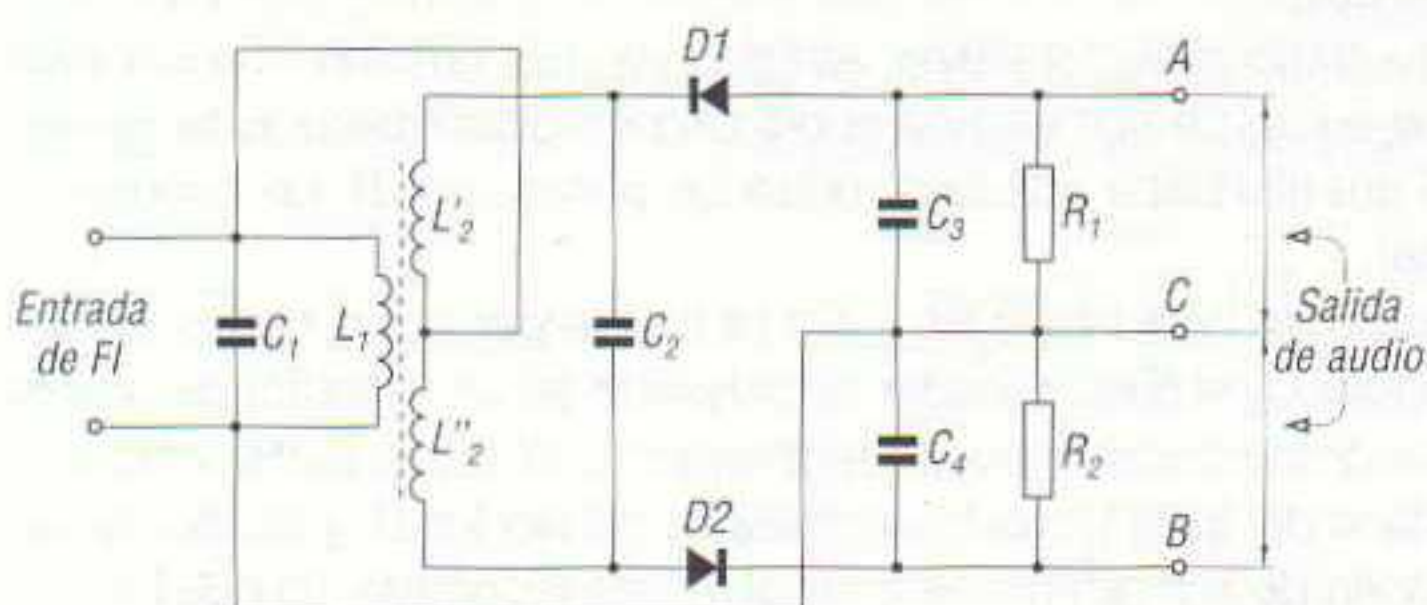
DISCRIMINADOR DE RELACIÓN

El funcionamiento correcto del circuito discriminador de Foster-Seeley depende mucho del ajuste correcto de los dos circuitos resonantes, ya que sólo pequeñas desviaciones en las frecuencias de resonancia son motivo de notables distorsiones. Esta desventaja se evita con un circuito algo más complejo, que recibe el nombre de *detector de ratio* o *de relación*. La expresión *detector de ratio* procede del latín (*ratio* = relación), de ahí que a este circuito se le conozca indistintamente con cualquiera de estos dos nombres.

El discriminador de relación se utiliza más que los citados anteriormente en los radiorreceptores transistorizados y, sobre todo, en los de tipo mixto, es decir, en los receptores aptos para recibir emisiones en AM o en FM indistintamente. El principal motivo para su empleo es el de presentar propiedades limitadoras mucho más eficaces que los precedentes; puede afirmarse que el discriminador de relación tiene propiedades limitadoras absolutas, por lo que no es preciso que sea precedido de una etapa limitadora.

Respecto a la teoría de funcionamiento, el discriminador de relación es muy similar, en cuanto se refiere a las cargas en los condensadores provocadas por desfases en el circuito secundario, al del discriminador de Foster-Seeley. Sin embargo, existen algunas diferencias características con respecto al de este último.

En la figura 9.36 se puede ver el esquema de principio de un discriminador de relación. Como se aprecia, es muy similar al de Foster-Seeley pero con la inversión del diodo D_1 . Con esta modifi-



9.36 Esquema de principio de un discriminador de relación.

cación entre los puntos A y B de la figura 9.36 no aparece la diferencia de tensiones de los condensadores C_3 y C_4 , sino la suma. En efecto, al cambiar la disposición de D_1 cambia el sentido de la corriente por C_3 y, por lo tanto, este condensador adquiere carga del mismo sentido que C_4 , sumándose ambas. Ahora bien, la suma de las tensiones presentes en los condensadores C_3 y C_4 es constante aunque varíe la frecuencia de la señal de entrada; es decir, variaciones de la frecuencia de la señal de entrada no se transforman en variaciones de amplitud en la salida.

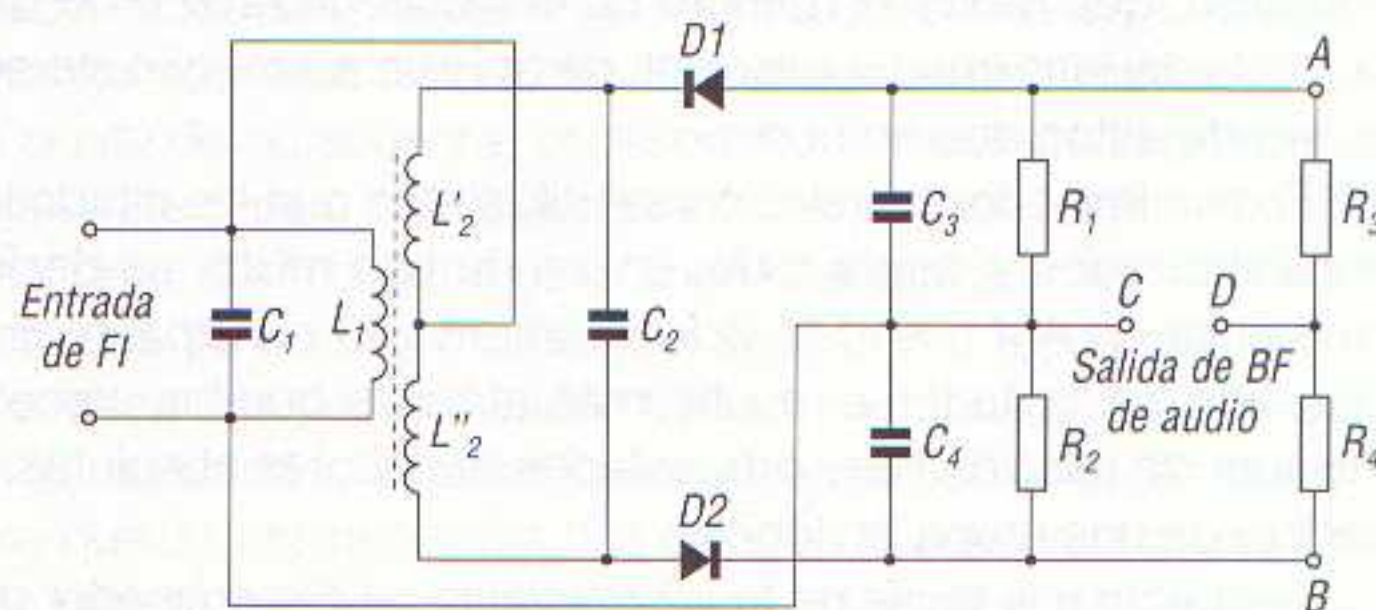
De acuerdo con el funcionamiento de un discriminador Foster-Seeley, en el supuesto de que la tensión de entrada sea de 1 V de pico, la suma de las tensiones en los condensadores C_3 y C_4 (tensión V_{AB}) será de, por ejemplo:

$$\begin{aligned} V_{AB} &= V_{C3} + V_{C4} = 1,4 \text{ V} + 1,4 \text{ V} = 2,8 \text{ V} \quad (\text{a } 10,7 \text{ MHz}) \\ V_{AB} &= V_{C3} + V_{C4} = 1 \text{ V} + 1,8 \text{ V} = 2,8 \text{ V} \quad (\text{a } 10,8 \text{ MHz}) \\ V_{AB} &= V_{C3} + V_{C4} = 1,8 \text{ V} + 1 \text{ V} = 2,8 \text{ V} \quad (\text{a } 10,6 \text{ MHz}) \end{aligned}$$

Resulta evidente que entre los puntos A y B de la figura 9.36 no se obtiene señal de audio, sino una tensión continua de amplitud constante. Para obtener la señal de audio ésta debe extraerse de los terminales del condensador C_3 o de los terminales del condensador C_4 , es decir, entre A y C o entre B y C de la figura 9.36. Entre A y C o entre B y C la tensión varía de acuerdo con las variaciones de frecuencia.

Supóngase que se han elegido los terminales A y C , correspondientes al condensador C_3 , para obtener la señal de audio. En este caso se ha de tener presente que la amplitud de la señal de audio en bornes de C_3 es la mitad de la que se obtiene con el discriminador de Foster-Seeley, ya que en este último se aprovechan las variaciones de los dos condensadores. Por otra parte, en el condensador C_3 la señal alterna de BF de audio aparece mezclada con una componente continua positiva de 1,4 V, ya que la tensión oscila entre 1 y 1,8 V; es decir, la tensión en el condensador es igual a la suma aritmética de una componente alterna de 0,8 V de pico a pico con una tensión continua de 1,4 V. Así pues, a la frecuencia de resonancia de 10,7 MHz la tensión de salida no es nula, sino que tiene valor positivo.

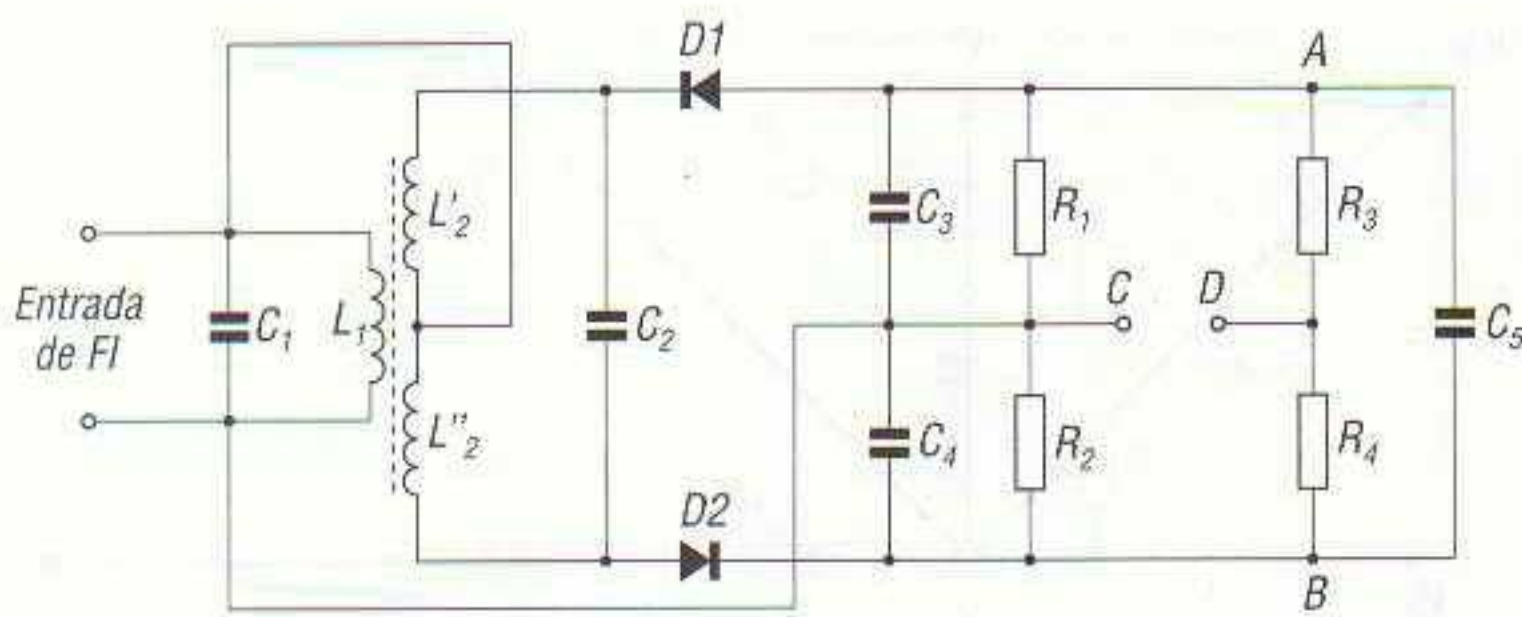
9.37 Mediante las resistencias R_3 y R_4 , de igual valor y conectadas en serie entre A y B , se obtiene en el punto D una tensión igual a la componente continua de la señal de audio que aparece en C_4 .



Este inconveniente se evita fácilmente colocando entre los puntos A y B del circuito un par de resistencias de igual valor conectadas en serie (figura 9.37). La señal de audio se toma, en este caso, entre los puntos C y D desprovista de la componente continua, ya que en el punto D la tensión es también de +1,4 V respecto al punto B y, en consecuencia, a la frecuencia de 10,7 MHz la diferencia de potencial entre C y D es nula.

No parece que el circuito descrito ofrezca sustanciales ventajas ya que, además de ser más complejo, proporciona una tensión de audio de la mitad de la del circuito discriminador de Foster-Seeley. Veamos qué ventaja ofrece. Para ello debe añadirse, entre los puntos A y B , un condensador de elevada capacidad (figura 9.38).

En este circuito la constante de tiempo del conjunto $C_5(R_3 + R_4)$ es muy superior a la de los conjuntos C_3R_1 o C_4R_2 . Al añadir el condensador C_5 el discriminador se convierte en un limitador de umbral variable, sin que por ello deje de actuar como discriminador. Efectivamente, el grupo $C_5(R_3 + R_4)$ está conectado a los terminales del secundario del transformador a través de los diodos D_1 y D_2 , por lo que cualquier elevación brusca y momentánea de la amplitud de la señal resulta recortada, ya que los dio-

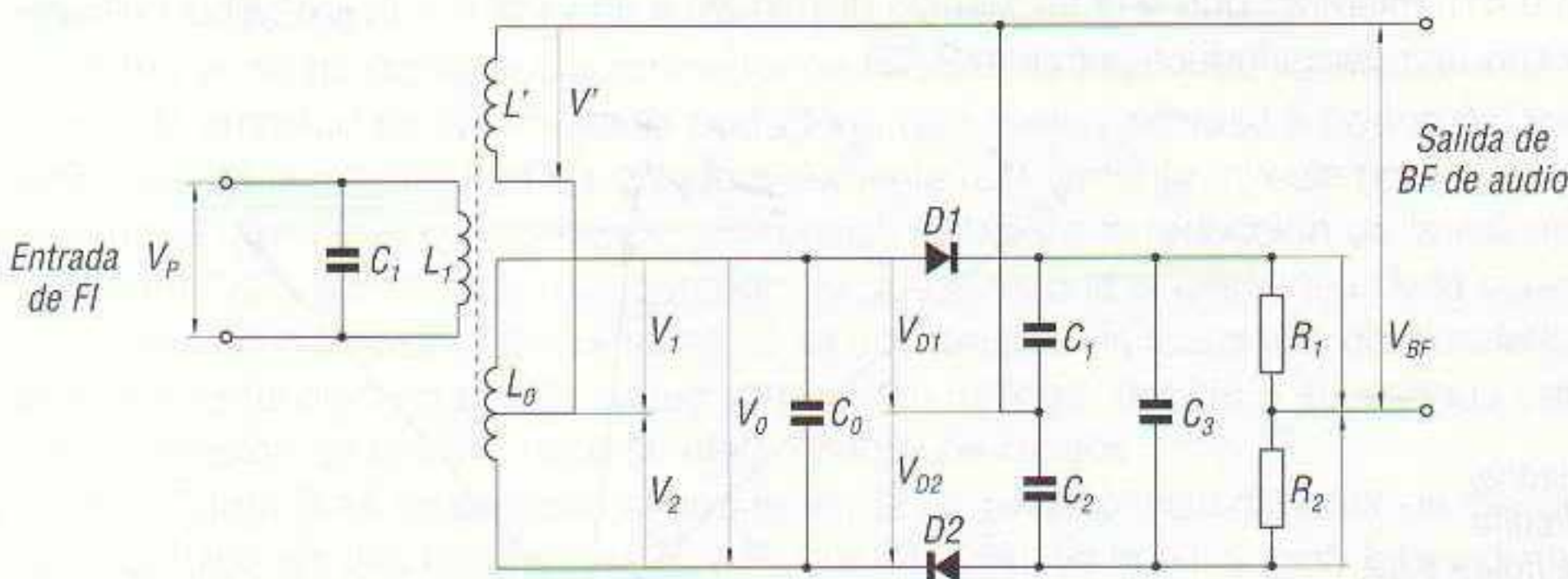


9.38 Al añadir el condensador C_5 al circuito de la figura 9.37, éste adquiere propiedades limitadoras de amplitud.

dos cargan al condensador C_5 . El limitador descrito es similar al de la figura 9.7, con la única diferencia de que en aquél se utiliza un solo diodo y un solo grupo RC , mientras que en éste se emplean dos diodos aunque, como están montados en el mismo sentido de paso, se comportan como uno solo.

Dado que entre A y B la tensión tiene amplitud constante, la tensión de audio que aparece entre C y D sólo depende de la relación que exista entre la tensión en bornes de C_3 y la de C_4 . La variación de tensión entre un condensador y otro se obtiene por variación de la frecuencia a la entrada del circuito, de lo que resulta que el circuito extrae la señal de audio y no es sensible a las variaciones de amplitud que puedan acompañar a la señal de FI.

Las resistencias R_1 y R_2 de carga de los diodos pueden eliminarse por haber introducido las del grupo RC de limitación. En la práctica la disposición real del detector de relación es la que aparece en la figura 9.39.



9.39 Circuito práctico de un discriminador de relación.

En el circuito de la figura 9.39 la frecuencia de resonancia es de 10,7 MHz (valor de la FI en FM). El circuito oscilante L_1C_1 , así como el L_0C_0 , están, por tanto, sintonizados a 10,7 MHz. La tensión V_0 que aparece en el circuito oscilante L_0C_0 se divide en las dos tensiones parciales V_1 y V_2 , por lo que se tienen las igualdades:

$$\begin{aligned} V_1 &= 0,5 V_0 \\ V_2 &= 0,5 V_0 \end{aligned}$$

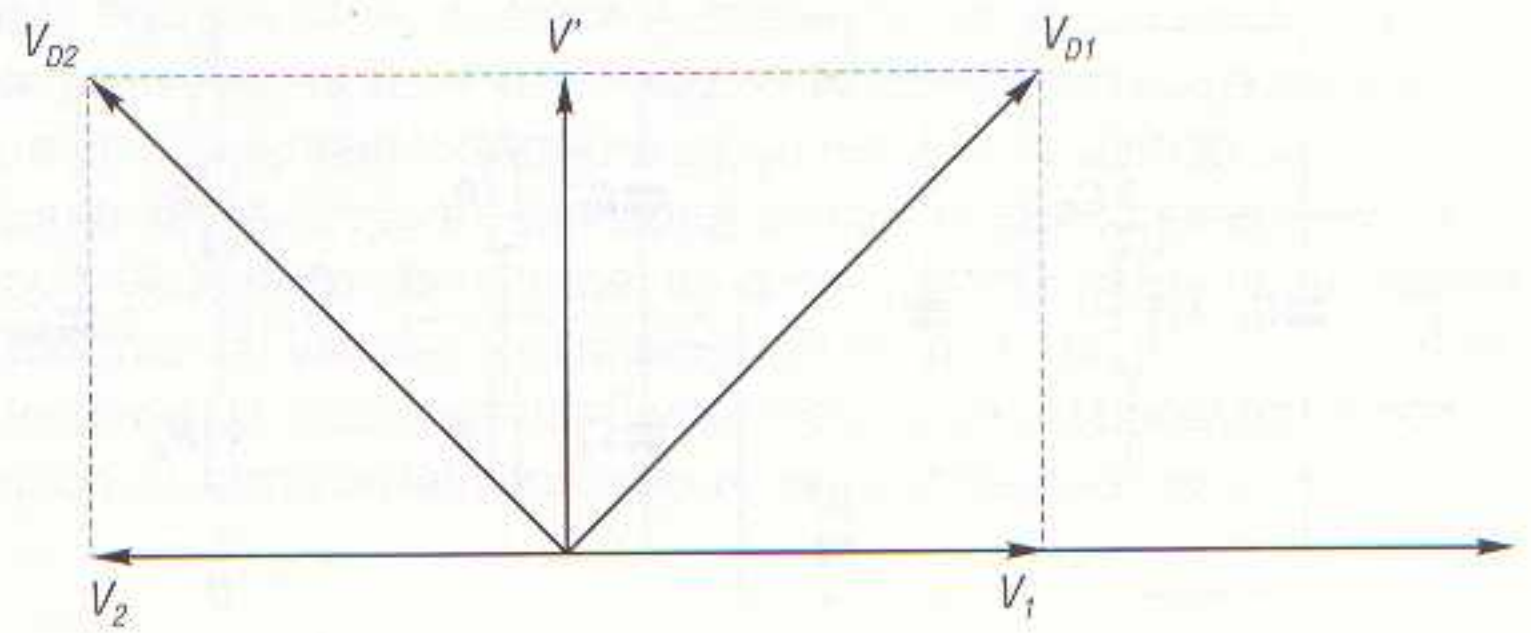
En el bobinado auxiliar L' se induce una tensión V_0' . Del análisis del circuito se deduce que la tensión V_{D1} en la entrada del diodo D_1 es igual a la suma vectorial de las tensiones V_1 y V' , mientras que V_{D2} es la suma vectorial de las tensiones V_2 y V' , es decir:

$$V_{D1} = \sqrt{V_1^2 + V'^2}$$

y

$$V_{D2} = \sqrt{V_2^2 + V'^2}$$

9.40 Diagrama vectorial de tensiones del circuito discriminador de la figura 9.39 a la frecuencia de resonancia de 10,7 MHz.

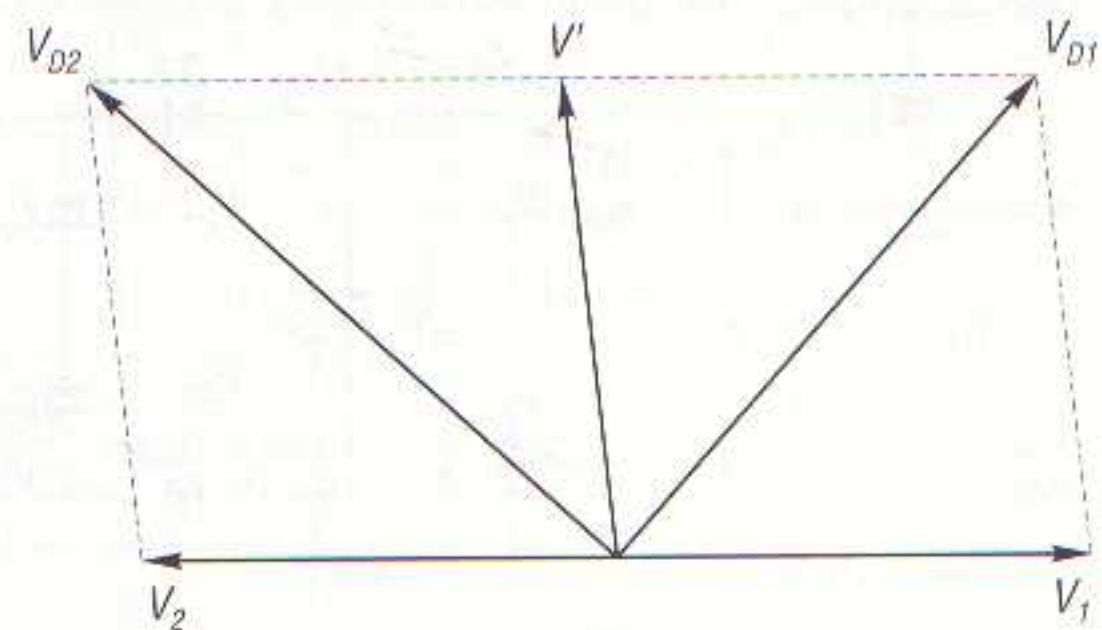


En la figura 9.40 se muestra el diagrama vectorial de tensiones del discriminador de relación de la figura 9.39 a la frecuencia de resonancia de 10,7 MHz.

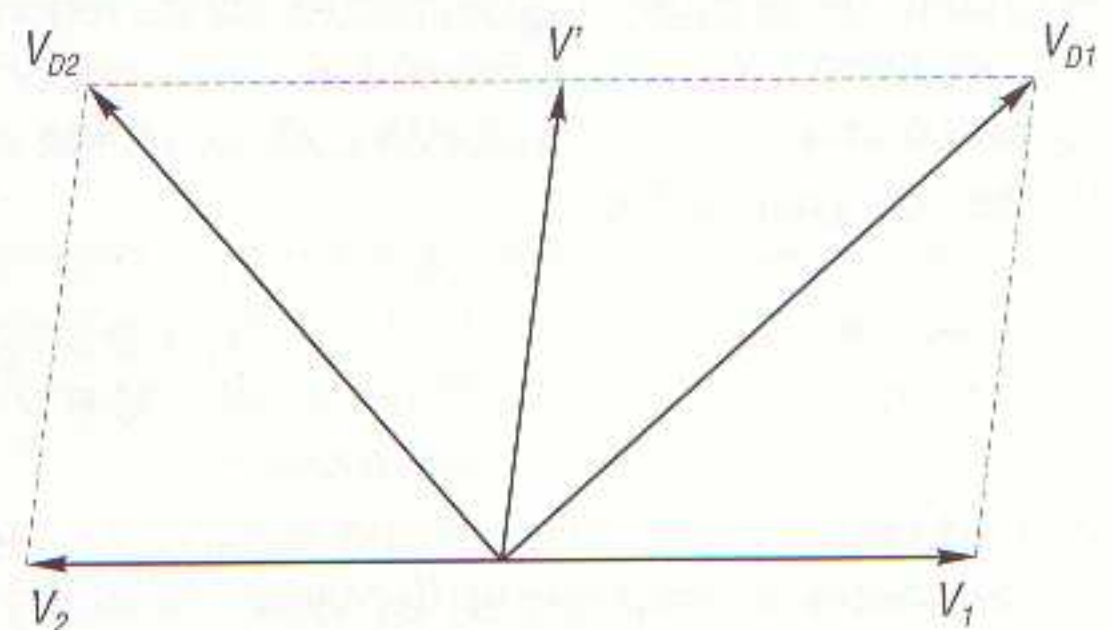
La corriente primaria I_1 induce en los bobinados secundarios L_0 y L' tensiones que hacen circular las correspondientes corrientes secundarias I_0 e I' . Mientras que el circuito resonante paralelo formado por L_0C_0 se presenta para la corriente secundaria I_0 como una resistencia que no produce ningún desfase, debido a que está trabajando con la frecuencia de resonancia f_0 de 10,7 MHz, el bobinado L' representa para la corriente secundaria I' una carga inductiva. Las dos tensiones V_0 y V' están por eso desfasadas 90° (figura 9.40). Si se descompone V_0 en V_1 y V_2 , se obtienen las tensiones de los diodos V_{D1} y V_{D2} , correspondientes a las sumas vectoriales antes citadas.

Si la frecuencia de la portadora aumenta de valor, por ejemplo, con una subida de frecuencia Δf , es decir, a una frecuencia $f_1 = f_0 + \Delta f$, el circuito resonante ajustado a f_0 aparece como una carga capacitiva (figura 9.41), mientras que si la frecuencia disminuye a un valor $f_2 = f_0 - \Delta f$, el circuito resonante actúa como una carga inductiva (figura 9.42).

9.41 Diagrama vectorial de tensiones del circuito discriminador de la figura 9.39, cuando la frecuencia aumenta de valor.

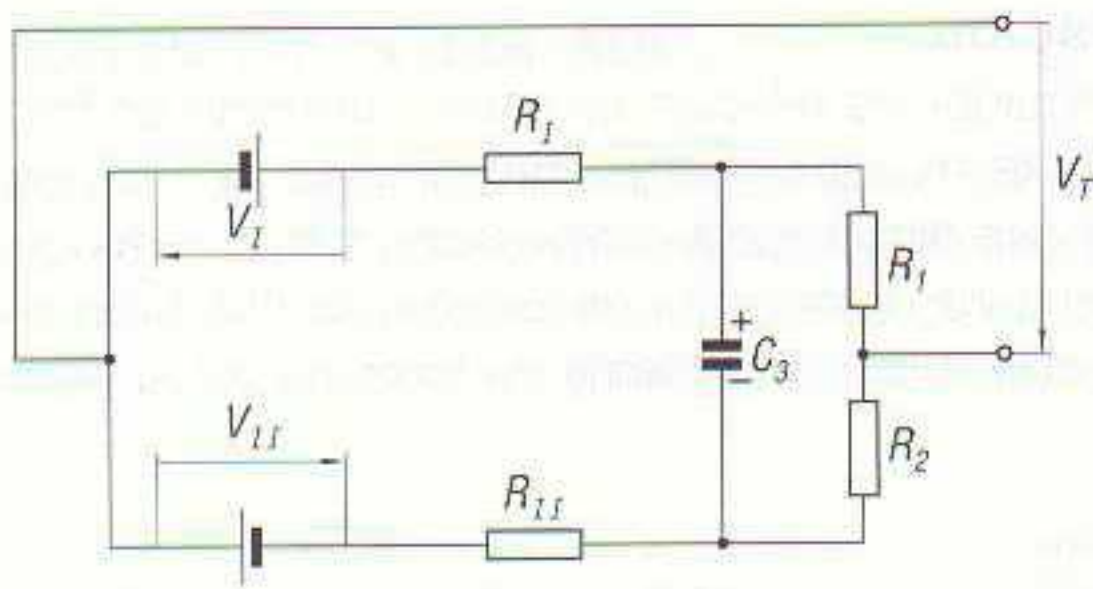


9.42 Diagrama vectorial de tensiones del circuito discriminador de la figura 9.39, cuando la frecuencia disminuye de valor.



Como se puede apreciar, los vectores V_{D1} y V_{D2} varían sus longitudes; es decir, para una frecuencia superior a la de resonancia V_2 es mayor que V_{D1} y para una frecuencia menor a la de resonancia V_{D2} es menor que V_{D1} .

Los diodos D_1 y D_2 actúan como rectificadores de las tensiones de RF V_{D1} y V_{D2} , y los condensadores C_1 y C_2 filtran la señal a la salida de los diodos. Se puede considerar al conjunto diodos-condensadores como fuente instantánea de tensión continua; es decir, la tensión del próximo ins-



9.43 Circuito equivalente del discriminador de relación, para tensiones continuas.

tante es distinta a la del instante anterior, pero dentro de cada instante es continua, representándolas, pues, como baterías con las tensiones variables V_I y V_{II} (figura 9.43).

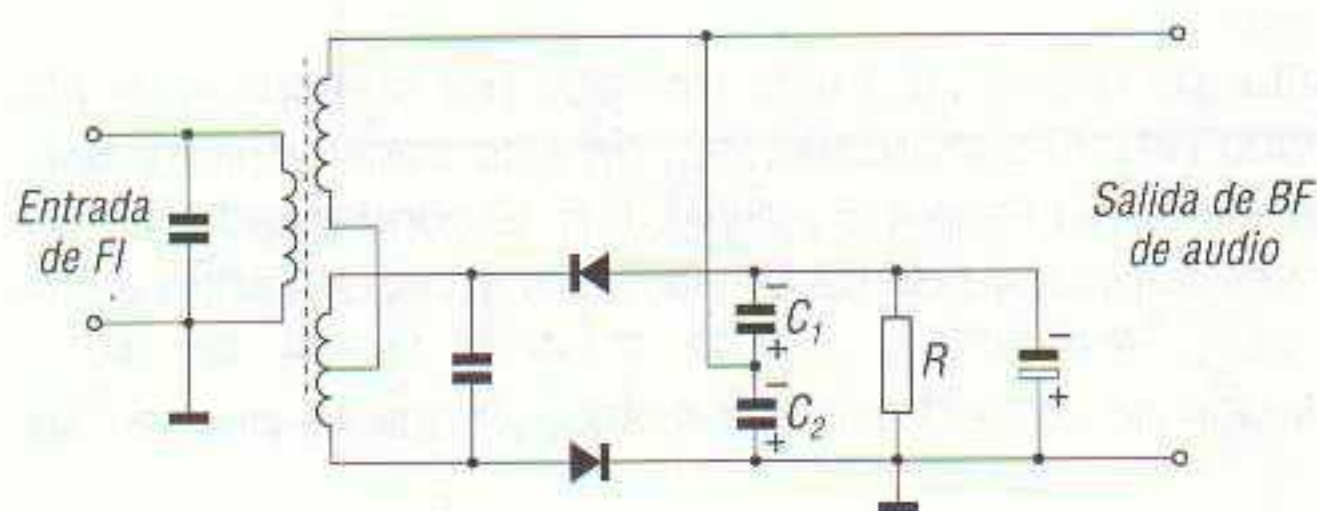
Naturalmente, estas fuentes de tensión no son ideales, sino que tienen considerables resistencias internas, las cuales se han representado mediante R_I y R_{II} en la figura 9.43. Las inductancias L_0 y L' presentan, prácticamente, resistencia cero para las corrientes continuas. Con ello resulta el circuito equivalente de corriente continua, según la figura 9.43. Como se puede apreciar, se trata de la conexión en paralelo de dos fuentes de tensión de polaridad opuesta. La magnitud de las tensiones continuas V_I y V_{II} viene determinada por las tensiones de RF V_{D1} y V_{D2} . Cuando V_{D1} es igual a V_{D2} ocurre, lógicamente, que V_I es igual a V_{II} . Siendo R_I igual a R_{II} y R_1 igual a R_2 , las tensiones se anulan y la tensión total V_T será igual a cero. Cuando V_{D2} es superior a V_{D1} , también V_{II} será mayor a V_I y la tensión total V_T será positiva; para V_{D2} menor que V_{D1} , V_T es negativa. Por tanto, cuando la frecuencia de la portadora varía al ritmo de la modulación, también varía la tensión V_T de la misma forma.

Como ya se ha dicho, el discriminador de relación es altamente insensible a las rápidas fluctuaciones de amplitud de la frecuencia portadora, que suelen deberse a perturbaciones parásitas. Es decir, cuando la amplitud de la portadora aumenta rápidamente, circula por los diodos más c.c. De esta forma disminuye su resistencia diferencial. Debido a la reducción de la resistencia, el circuito resonante L_0C_0 queda algo más cargado, lo que ocasiona el descenso de la curva de resonancia y, con ello, de la tensión. Este proceso se ve apoyado por la actuación del condensador C_3 , el cual hace que la tensión no pueda seguir variaciones rápidas, debido a su elevada capacidad, con lo que la variación de tensión hace su efecto sobre los diodos.

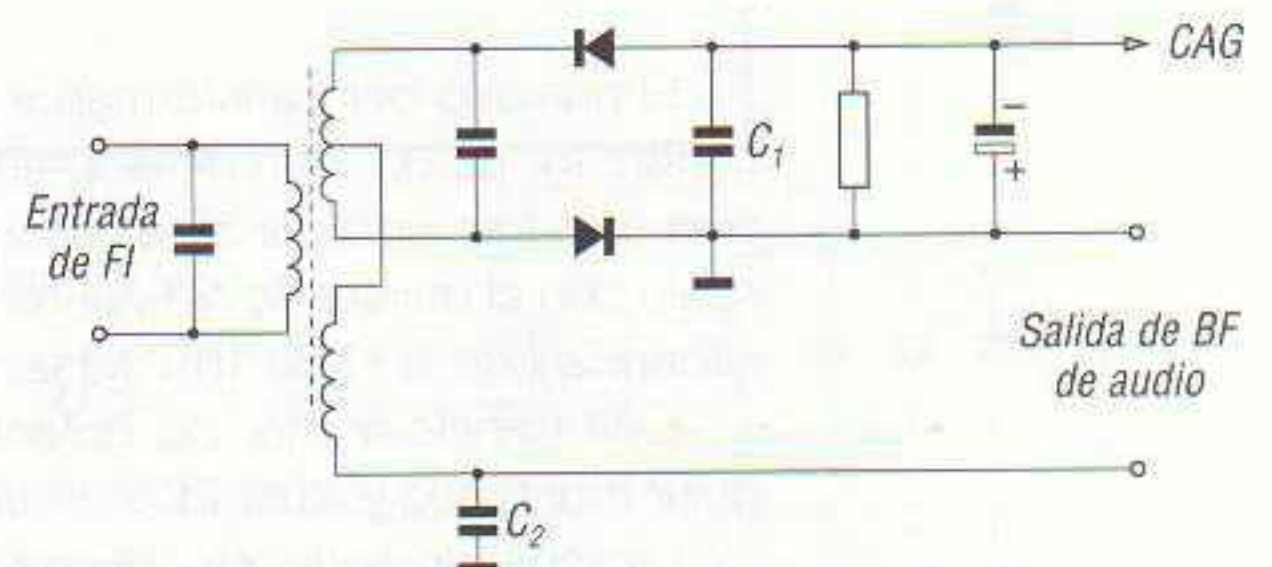
En la figura 9.44 se muestra el esquema de un circuito discriminador de relación en el que se han sustituido las dos resistencias R_1 y R_2 por una sola, ya que las variaciones de las corrientes por los diodos circulan también a través de los condensadores C_1 y C_2 , los cuales continúan prácticamente en serie.

Otro circuito que se utiliza mucho es el de la figura 9.45, en el que teóricamente no hay diferencia con el anterior, pero sí en la práctica en lo que se refiere a la disposición de los componentes.

El funcionamiento del circuito de la figura 9.45 es como sigue. Cuando D_1 conduce la corriente carga C_1 y C_2 a través de masa; cuando conduce D_2 la corriente carga sólo C_2 . La señal de audio se toma entre el punto de unión de C_2 con el devanado del transformador y masa, es decir, entre los terminales de C_2 .



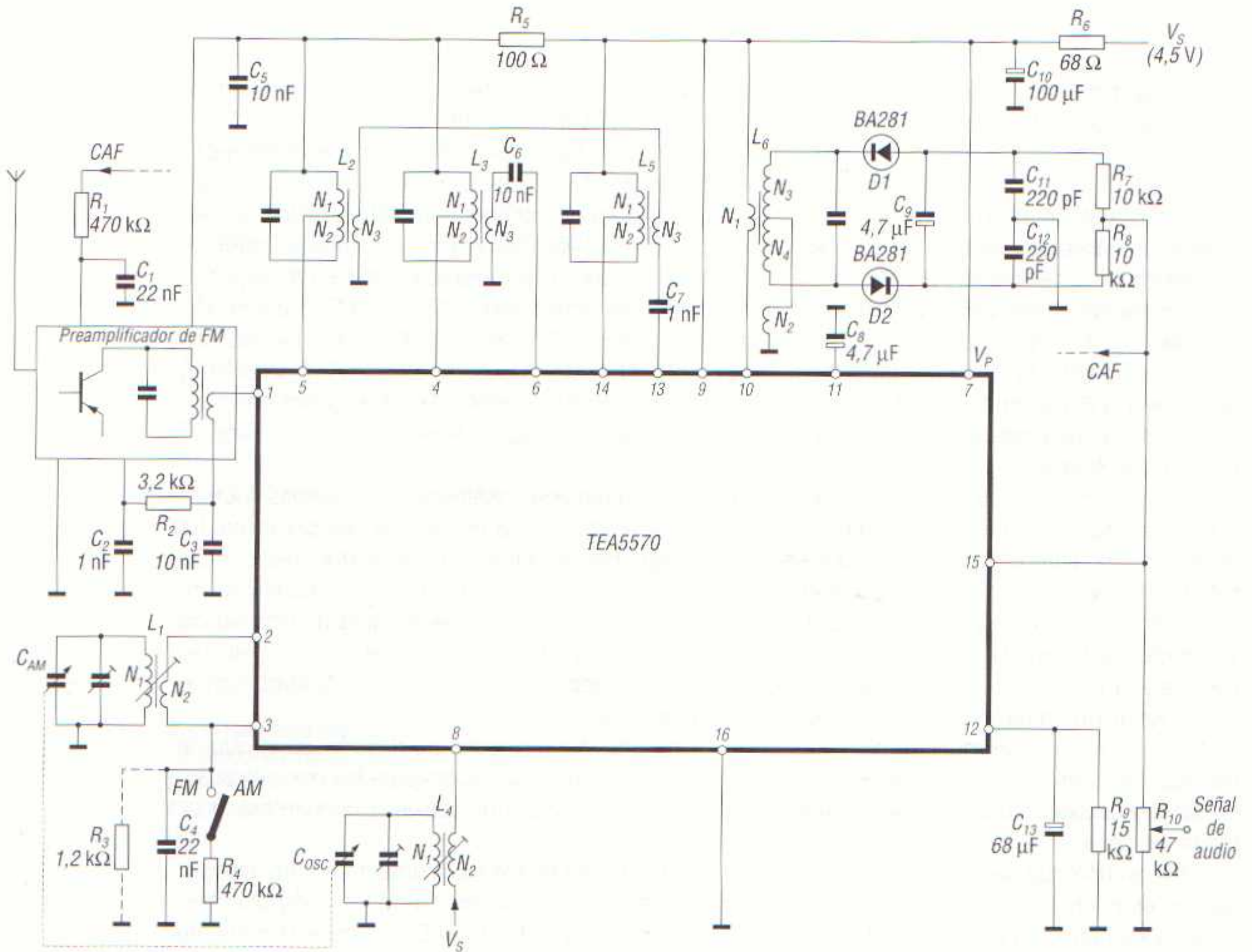
9.44 Circuito discriminador de relación, en el que se ha sustituido R_1 y R_2 por una única resistencia.



9.45 Circuito discriminador de relación, en el que la unión entre C_1 y C_2 se conecta al potencial de masa.

Ejemplo de discriminador de relación

Dado que, como se ha dicho, el discriminador de relación es el más utilizado en los modernos radiorreceptores para FM, en la figura 9.46 se muestra el esquema completo de un receptor de radio AM/FM diseñado con el IC TEA5570 y un discriminador de relación con componentes discretos, ya que este IC no dispone en su circuitería de detector de señales de FM. En el esquema se indican los valores de los componentes utilizados. El esquema de bloques del IC TEA5570 es el de la figura 4.14.



9.46 Circuito de un receptor de radio AM/FM, diseñado con el IC TEA5570 y un discriminador de relación diseñado con componentes discretos.

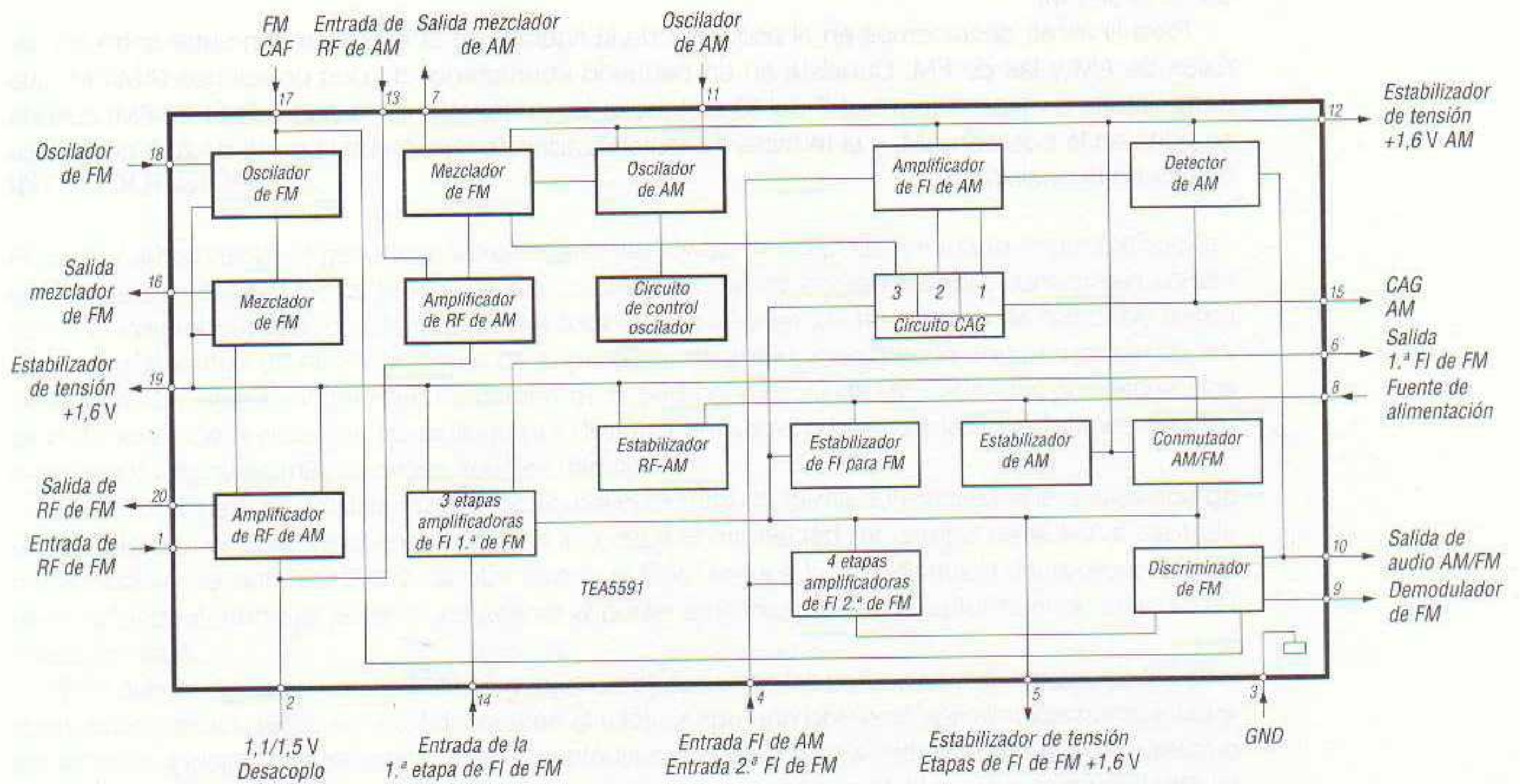
El primario del transformador del detector de relación (L_6) está formado por 50 espiras de hilo conductor de 0,1 mm de diámetro (devanado N_1). El secundario, N_2 , de este transformador también está formado por 50 espiras, mientras que el N_3 tiene 4,5 y el N_4 , 6,5. El condensador en paralelo con el devanado N_3 - N_4 ha de tener una capacidad de 82 pF para que el circuito entre en resonancia con la FI de 10,7 MHz.

Este transformador del detector de relación no es necesario fabricarlo, ya que se pueden adquirir montados y ajustados de fábrica.

La señal de audio se obtiene de la unión de las resistencias R_7 - R_8 , de donde se toma una derivación hacia el CAF de las etapas amplificadoras de RF (para el control de éstas) y otra hacia el potenciómetro de volumen de 4,7 kΩ.

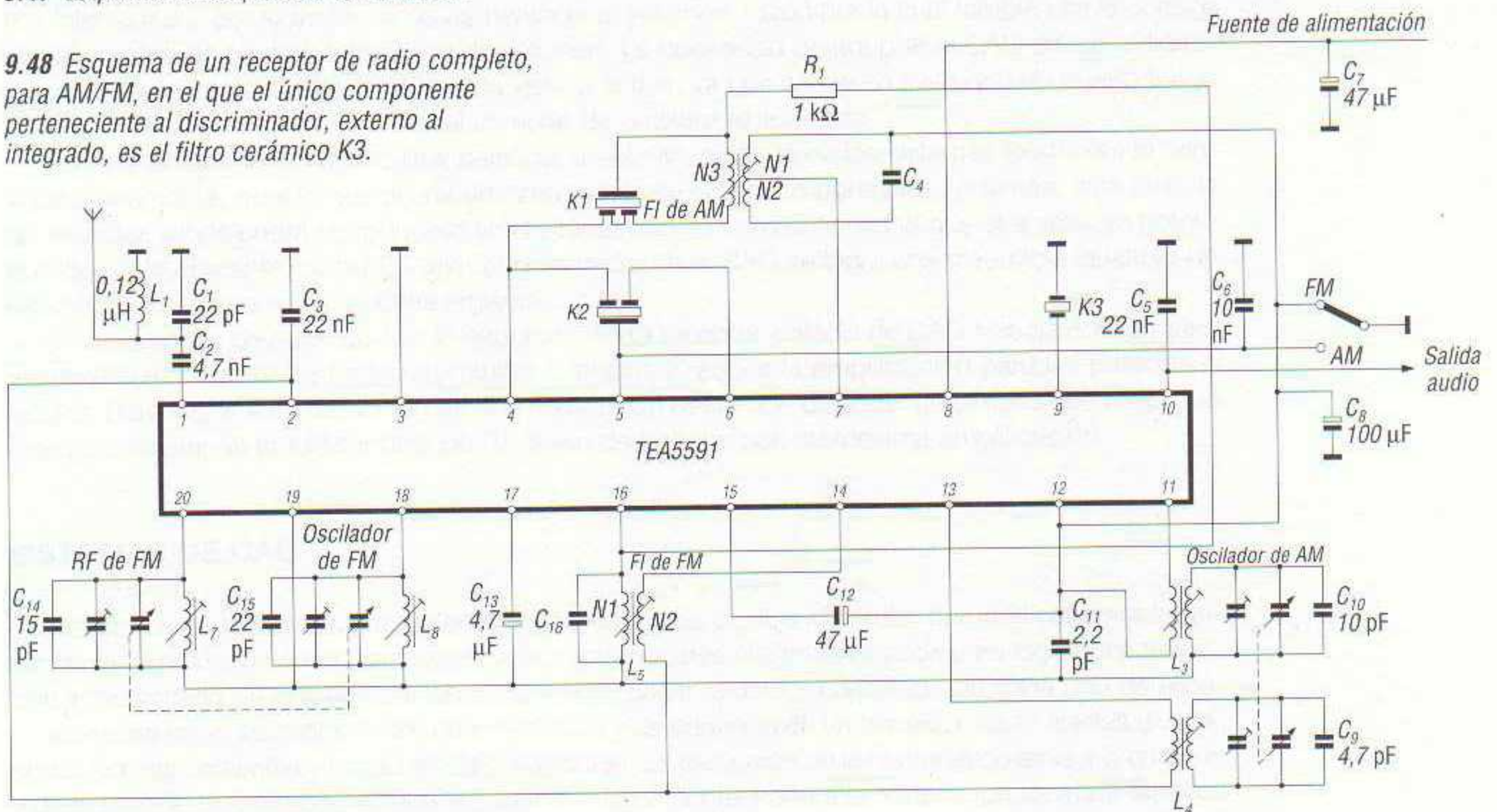
DETECTOR DE FM INTEGRADO

Todo lo expuesto en este capítulo resulta de sumo interés para comprender cómo se obtiene la señal de audio a partir de la señal de FI modulada en frecuencia. No obstante, actualmente los fabricantes de circuitos integrados ofrecen chips en los cuales también se integran los demoduladores de FM, facilitando enormemente el diseño de los aparatos.



9.47 Esquema de bloques del IC TEA5591.

9.48 Esquema de un receptor de radio completo, para AM/FM, en el que el único componente perteneciente al discriminador, externo al integrado, es el filtro cerámico K3.

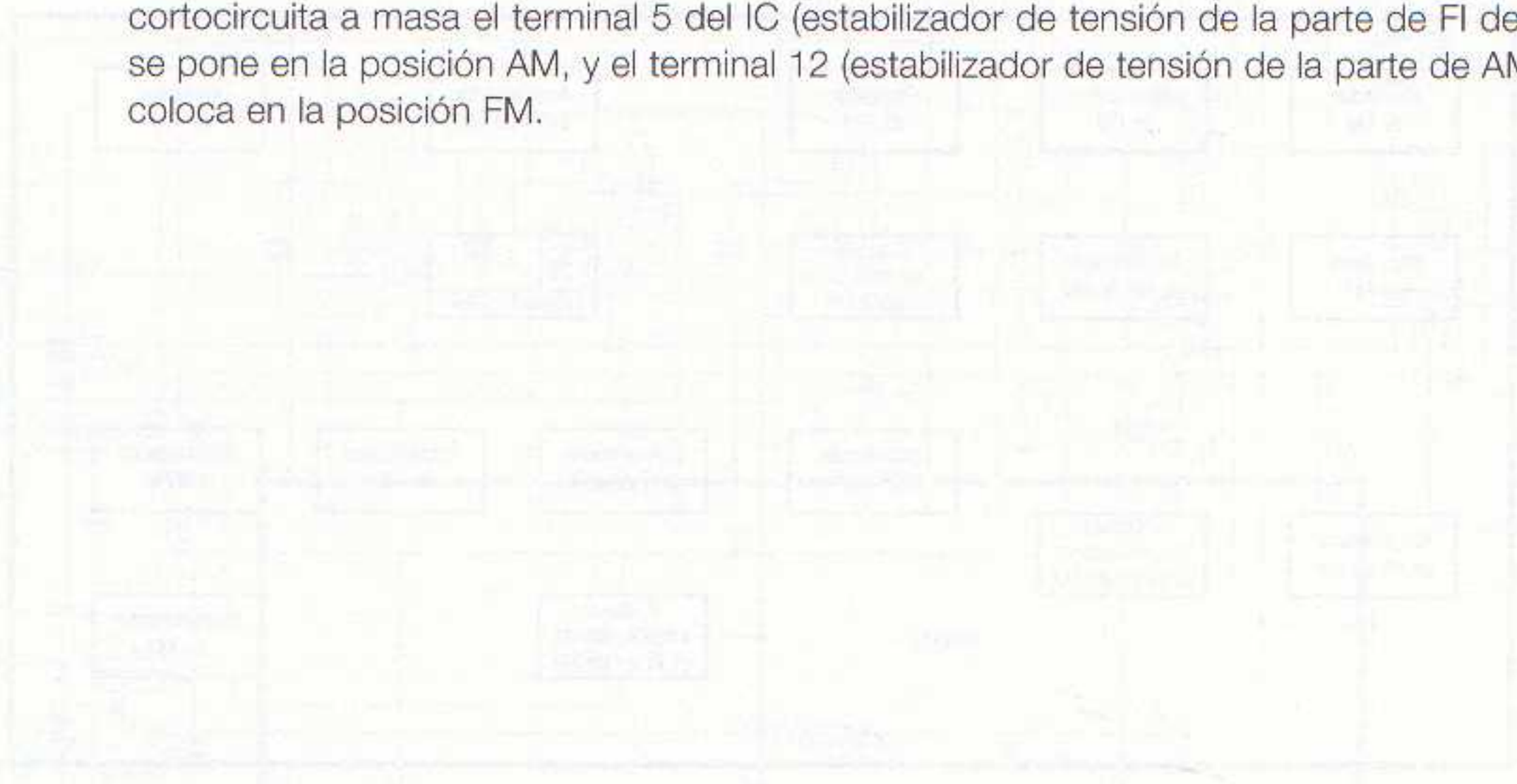


Como ejemplo de uno de estos integrados, citaremos el TEA5591, cuyo esquema de bloques repetimos en la figura 9.47, destacando el discriminador de FM.

En la figura 9.48 se tiene el esquema completo del receptor, el cual resulta mucho más sencillo de montar en comparación con el de la figura 9.46 al desaparecer el discriminador de relación con componentes discretos. El único componente necesario para el funcionamiento del discriminador de FM integrado es un cristal de cuarzo de 10,7 MHz que se conecta entre el terminal 9 y masa.

La señal de audio se obtiene en el terminal 10 del integrado (tanto la correspondiente a AM como la de FM).

Para finalizar, destacamos en el esquema de la figura 9.48 la forma de conmutar entre las señales de AM y las de FM. Consiste en un pequeño conmutador de dos posiciones (AM/FM) que cortocircuita a masa el terminal 5 del IC (estabilizador de tensión de la parte de FI de FM) cuando se pone en la posición AM, y el terminal 12 (estabilizador de tensión de la parte de AM) cuando se coloca en la posición FM.



Controles automáticos de ganancia y frecuencia

INTRODUCCIÓN

El *control automático de ganancia* (abreviadamente CAG), también denominado *control automático de volumen* (CAV) y, por algunos autores, *control automático de sensibilidad*, consiste en un sistema de control automático de la ganancia total de la señal en los receptores de radio, de forma que éste mantenga un nivel constante de la potencia de audio, mediante la compensación de las variaciones del nivel de intensidad de campo de la onda portadora de RF, causadas por diferencias de distancia o de la potencia transmitida por distintas emisoras o bien por las condiciones de propagación o desvanecimiento de las señales (*fading*).

El CAG consiste en un sistema por medio del cual varía de forma automática la amplificación de un receptor superheterodino en proporción inversa a la intensidad de campo de la señal captada por el circuito de sintonía. Dicho de otra forma, el CAG reduce la amplificación del receptor cuando la señal de entrada es potente y aumenta el poder amplificador del receptor cuando la señal recibida es débil.

El fin que se persigue con el CAG es que, sean cuales sean las potencias y distancias de las emisoras sintonizadas, éstas se reproduzcan en el altavoz con una potencia aproximadamente igual y, por lo tanto, independientemente de las características de la emisora sintonizada, ya sea potente o débil, local o lejana. El CAG produce, de forma automática, el mismo efecto que si manualmente se acciona el control de volumen del receptor cuando se sintoniza una emisora que se recibe con menos intensidad y, por lo tanto, ha de aumentarse el volumen, razón por la cual también se le conoce con el nombre de control automático de volumen. La necesidad de adoptar el CAG en los radiorreceptores es únicamente bajo el punto de vista práctico, ya que con él se evita que el usuario tenga que accionar el control de volumen al cambiar de emisora sintonizada.

Aunque existen diversos circuitos para lograr este fin, ninguno de los sistemas existentes lo consigue plenamente, puesto que si una emisora transmite con poca potencia y, además, está alejada del receptor, jamás podrá reproducirse en el altavoz con la misma intensidad que otra emisora potente o local. No obstante, se puede afirmar que mediante el CAG se logra una razonable igualdad de reproducción sonora entre muchas emisoras.

En resumen, y de acuerdo con lo expuesto, todo receptor dotado de CAG trabaja con la máxima amplificación para las emisoras débiles o lejanas y reduce la amplificación para las potentes y locales. Para lograr esta reducción de la amplificación basta con disponer un circuito que haga que una o varias etapas amplificadoras de RF dejen de trabajar con su máxima amplificación.

SISTEMAS DE CAG

Existe gran variedad de circuitos mediante los cuales es posible controlar automáticamente la ganancia de un radiorreceptor. En primer lugar, citaremos dos sistemas básicos para lograr una reducción intencionada de la amplificación para, luego, pasar al estudio detallado de cada uno de ellos.

Como se sabe, las propiedades de impedancia y de ganancia de un transistor están sujetas a variaciones con las corrientes y tensiones de polarización. La reducción de la corriente de emisor o de base o de la tensión de colector, reduce la ganancia de corriente y altera la adaptación de impedancias.

Con estas premisas, se pueden distinguir dos sistemas básicos para lograr una disminución de la amplificación:

- CAG por variación de la corriente de emisor o de base de uno o varios transistores amplificadores.
- CAG por variación de la tensión de colector de uno o varios transistores amplificadores.

Cualquier característica de las citadas hace que el receptor funcione anormalmente, pues cuando se trabaja en condiciones normales las corrientes y tensiones de cada elemento amplificador son las reglamentarias.

Así pues, si disminuye la corriente de emisor de un transistor, éste disminuye su poder amplificador, de igual forma que si disminuye su tensión normal de polarización de colector. El problema se centra en buscar un sistema mediante el cual se pueda actuar de forma automática sobre dichas magnitudes, de acuerdo con las intensidades de las señales sintonizadas por el receptor.

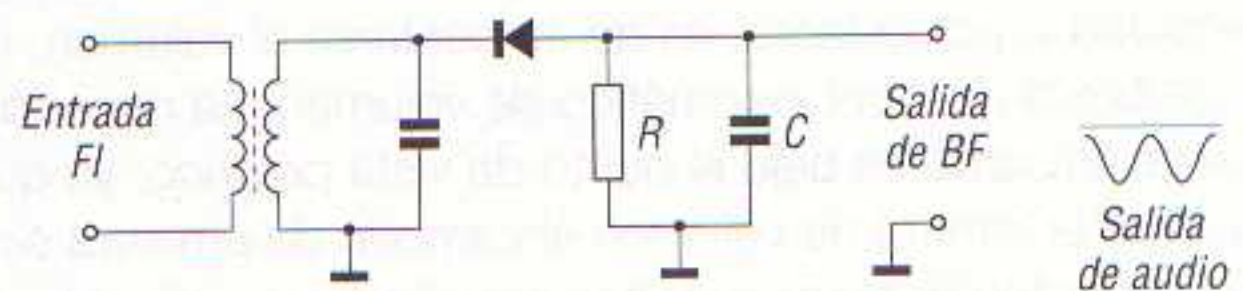
Clasificación de los circuitos de CAG

Existen dos grandes grupos de CAG: los de diseño sencillo y los de acción retardada o diferidos. En el caso de un CAG sencillo la acción está presente todo el tiempo, sea el nivel de la señal débil o fuerte. En el caso de un CAG diferido la acción ocurre únicamente cuando se reciben señales fuertes.

FORMA DE OBTENER UNA DISMINUCIÓN DE LA AMPLIFICACIÓN DE UN TRANSISTOR

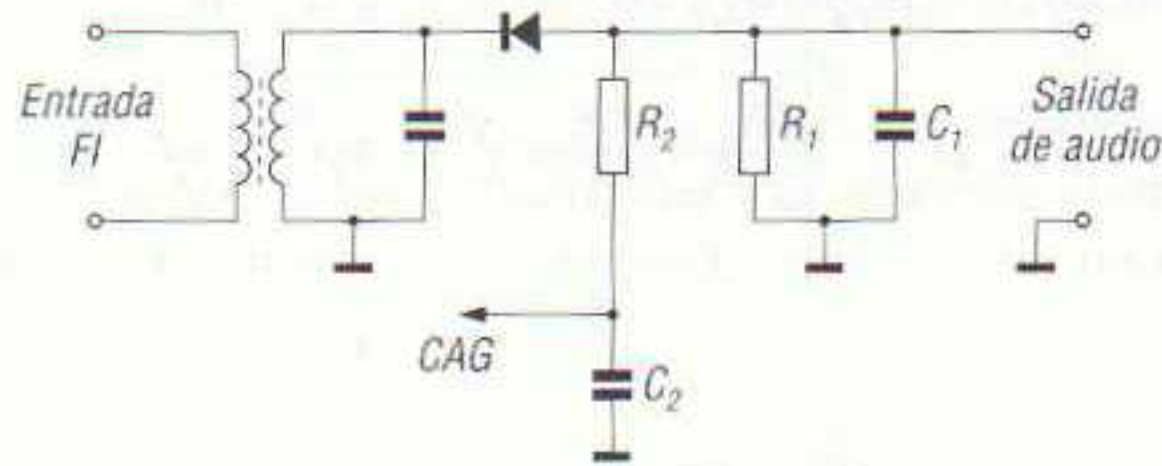
Se ha dicho que cualquier variación de la corriente de emisor, o de la tensión de colector, produce una variación de la ganancia del transistor. Para disminuir la corriente o tensión de cualquier electrodo de un transistor, basta con proporcionar a éste una polarización inferior a la normal de trabajo. Para ello resulta imprescindible disponer de una c.c., de valor variable según el nivel de la señal recibida, con objeto de que pueda aplicarse al electrodo elegido.

10.1 En la salida de la etapa detectora se obtiene una corriente continua de amplitud variable, útil para el CAG.



Si se analiza el esquema de cualquier receptor, se aprecia que este requisito está presente en el circuito detector (figura 10.1). En efecto, la señal de FI modulada en amplitud es rectificada por el diodo detector, el cual proporciona a su salida una señal de BF de audio que tiene la misma forma que la envolvente de la FI. Esta corriente, sin embargo, es continua, pues no cambia de sentido, ya que ha sido rectificada.

Llegados a este punto, deben hacerse unas consideraciones que permiten comprender mejor el funcionamiento del CAG: la tensión en bornes de un grupo RC disminuye gradualmente cuando el condensador se descarga. Esto sucede en el circuito de la figura 10.1 cuando el diodo pasa al estado de bloqueo. La constante de tiempo de un grupo RC se define como el tiempo que transcurre para que la tensión en el condensador descienda hasta el 37 % del valor que tenía cuando estaba completamente cargado, o bien el tiempo que transcurre para que un condensador totalmente descargado alcance el 63 % de la tensión máxima de carga. Durante cada semiciclo positivo el diodo detector se bloquea y el condensador C de la figura 10.1 comienza a descargarse sobre la resistencia R en paralelo con él. La constante de tiempo para el grupo RC es lo suficientemente grande para que el ciclo de carga y descarga siga los cambios en amplitud de la cresta total de la señal de FI, pero no así las cargas de amplitud individual de FI. De esta forma se obtiene una señal de tensión



10.2 Detector del que se toma una derivación para la obtención de la tensión del CAG.

semejante a la envolvente de modulación, que no es más que una señal de audio de c.c. pulsante que aparece en el grupo RC . Esta señal es luego amplificada por el amplificador de audio, pero ello no es obstáculo para que pueda ser utilizada como una tensión para el CAG, pues basta con efectuar una derivación del circuito detector, tal y como se ilustra en la figura 10.2.

El circuito de la figura 10.2 es idéntico al de la figura 10.1, excepto en que se han añadido la resistencia R_2 y el condensador C_2 . La tensión de la envolvente de BF de audio que aparece en el grupo R_1C_1 varía directamente con la intensidad de la señal de RF sintonizada.

Para que esta tensión pueda utilizarse como tensión de polarización, debe filtrarse de forma que se obtenga una corriente continua pura, es decir, deben eliminarse las variaciones de amplitud que lleva consigo toda señal de audio. Este filtrado se realiza mediante la resistencia R_2 y el condensador C_2 conectado en serie con ella, los cuales están en paralelo con el grupo R_1C_1 del detector. Como consecuencia, la tensión en bornes de R_1C_1 queda también aplicada al grupo R_2C_2 serie, siendo la tensión en bornes de C_2 la que se utiliza para el CAG.

Es importante que los valores de R_2 y C_2 en el circuito de la figura 10.2 sean los adecuados, puesto que estos componentes han de suministrar una constante de tiempo suficientemente elevada para que el condensador C_2 se cargue o descargue muy poco, incluso a las más bajas frecuencias de audio, pero teniendo a la vez un período de carga y descarga lo suficientemente rápido para que la tensión en bornes de C_2 pueda seguir cualquier variación en el nivel de la señal ocasionado por un desvanecimiento de ésta, o cuando se cambia de emisora sintonizada. Valores corrientes de C_2 son los comprendidos entre 10 y 50 nF. Para R_2 se utilizan valores comprendidos entre 1 y 3 M Ω . El alto valor de R_2 evita que C_2 se descargue con la misma rapidez con que cambia la señal de audio a la frecuencia más baja, obteniéndose así una tensión moderadamente constante en bornes de C_2 .

Por ejemplo, si se utiliza un condensador de 50 nF y una resistencia de 2 M Ω , la constante de tiempo del conjunto es:

$$\tau = R_2C_2 = 2 \text{ M}\Omega \times 50 \text{ nF} = 0,1 \text{ s}$$

Es decir, que transcurrido 0,1 s la tensión en C_2 desciende al 37 % de su valor inicial de plena carga, mientras que el período de una señal de audio de 20 Hz (la más baja) es de:

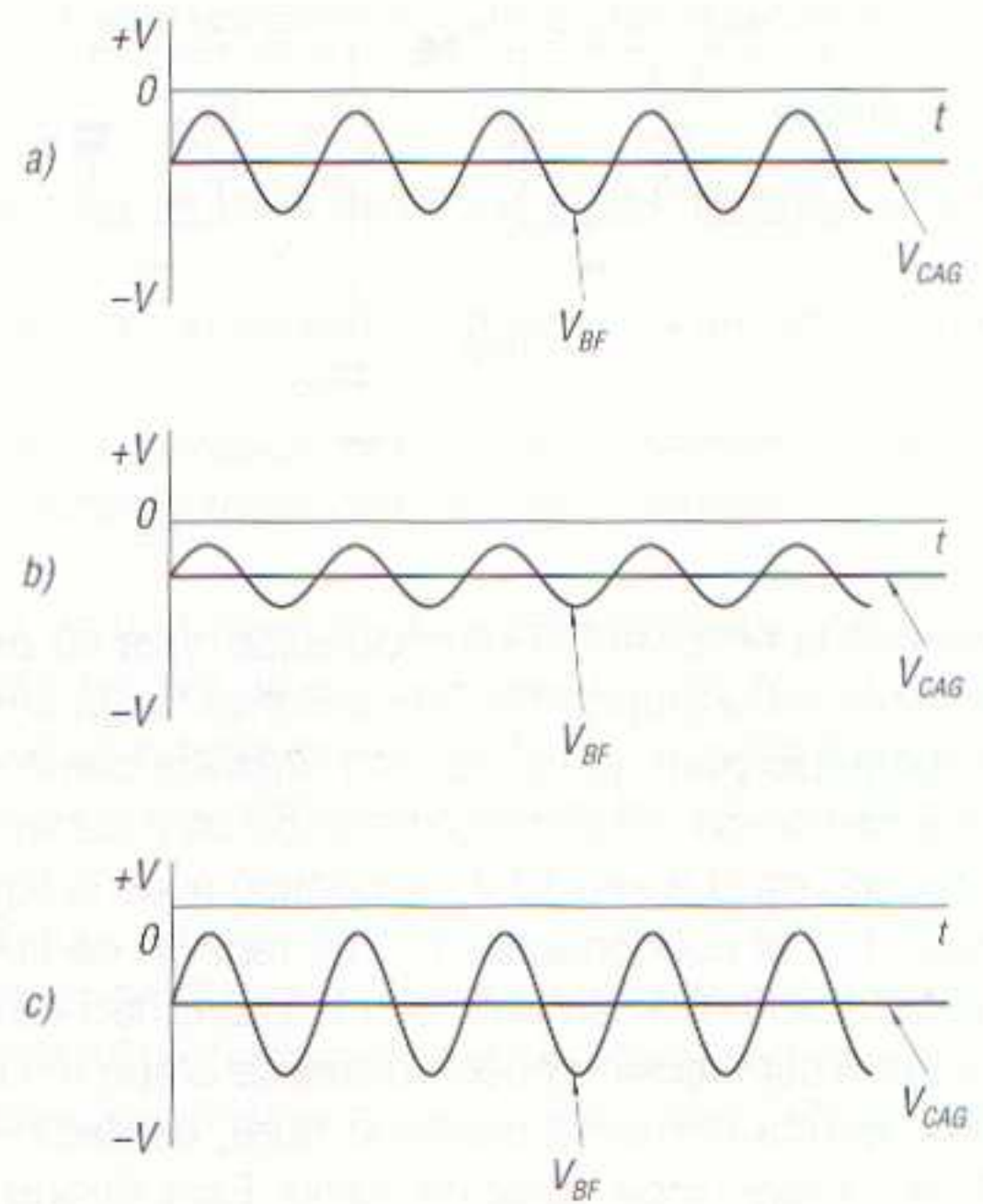
$$t = \frac{1}{f} = \frac{1}{20 \text{ Hz}} = 0,05 \text{ s}$$

La señal de audio tarda, pues, la mitad de tiempo y, por lo tanto, antes que el grupo R_2C_2 complete su constante de tiempo, el diodo detector vuelve a suministrar carga al condensador.

Cuando la amplitud de la señal aumenta, debido a que se sintoniza una emisora más potente o más cercana, entonces el diodo detector suministra más carga al condensador C_2 y, como consecuencia, en éste aparece una tensión más elevada para la polarización de un transistor. Si la amplitud de la señal disminuye, por sintonizarse emisoras poco potentes o lejanas, entonces el diodo detector suministra menos carga al condensador C_2 , éste se descarga hasta que en sus terminales se alcanza el nuevo nivel de tensión y, como consecuencia, suministra una tensión menor para la polarización del transistor.

En la figura 10.3 se puede ver la relación entre la tensión de la señal de audio y la tensión de polarización constante desarrollada en el condensador C_2 para diferentes situaciones. Vemos cómo a

10.3 Relación entre la amplitud de la señal de BF de audio y la tensión de polarización del CAG, para tres señales de niveles diferentes.



partir del nivel de la señal de BF de audio (que depende de la potencia de la señal recibida por antena) se puede obtener, de forma automática, una tensión continua de polarización para los transistores amplificadores de RF. La curva *a* de la figura 10.3 muestra una tensión de polarización constante, desarrollada en el condensador C_2 de la figura 10.2, y marcada con V_{CAG} en la figura. Las curvas *b* y *c* de la figura 10.3 representan lo que sucede si la amplitud de la tensión de audio (V_{BF}) disminuye o aumenta con respecto al valor de referencia de la figura 10.3a.

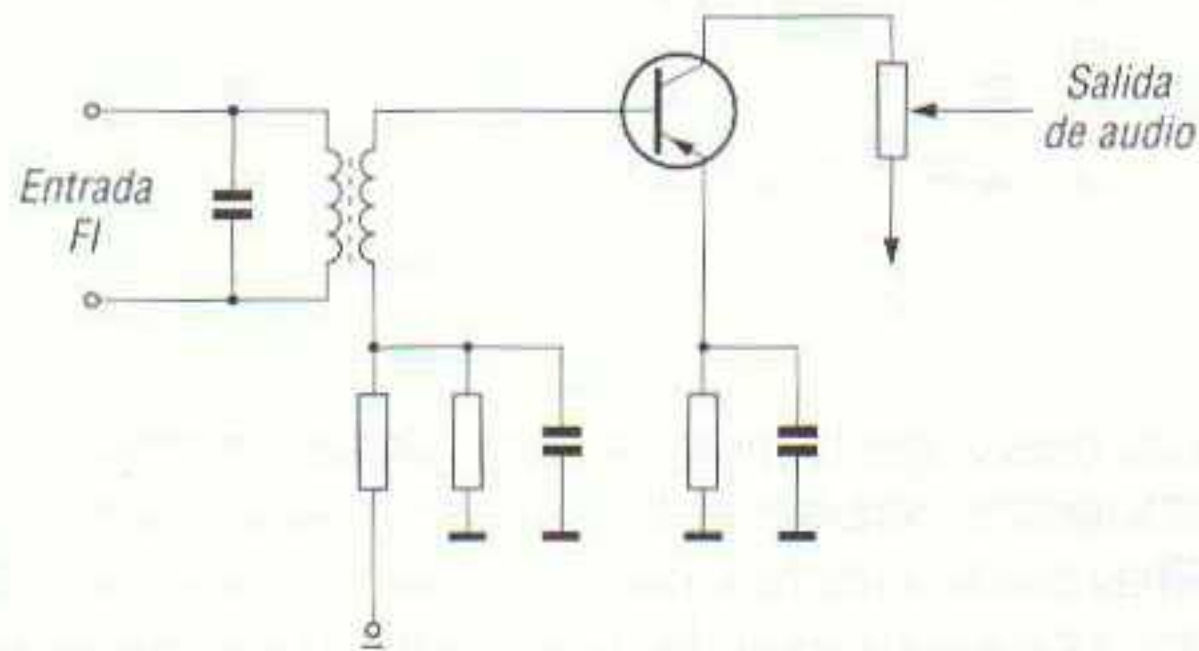
Así, supóngase que se está sintonizando una emisora que proporciona una señal de BF como la indicada mediante V_{BF} en la figura 10.3a. En esta circunstancia la tensión constante V_{CAG} se utiliza para polarizar una etapa amplificadora para que tenga una cierta ganancia, por ejemplo de 100. Si se sintoniza otra emisora de menor potencia o más alejada, entonces la tensión de la señal de audio disminuye de valor (figura 10.3b). En este caso la tensión V_{CAG} también disminuye, cambiando con ello la polarización del transistor amplificador y aumentando la ganancia de éste por encima de 100. Como consecuencia de este aumento de ganancia, tanto la señal de audio (V_{BF}) como la del CAG (V_{CAG}) aumentan hasta el nivel que tienen en la curva de la figura 10.3a. Si, por el contrario, la señal de audio aumenta de valor, como consecuencia de sintonizarse una emisora más potente, entonces la tensión V_{CAG} también aumenta de valor (figura 10.3c). Esto hace cambiar la polarización del transistor amplificador de RF, de forma que su ganancia disminuye por debajo de 100. Entonces la señal de audio regresa al nivel ilustrado en la figura 10.3a y, con ella, la tensión V_{CAG} .

En el ejemplo expuesto se ha considerado la tensión V_{CAG} de signo negativo; sin embargo, puede ser positiva. Ello depende del tipo de transistor utilizado en el amplificador. Si el transistor es del tipo NPN, entonces se utiliza una tensión V_{CAG} negativa para su polarización automática. Esta tensión negativa se aplica al circuito de base del transistor junto con la tensión positiva de la fuente de alimentación. La polarización de base depende de la suma de estas dos tensiones. Si V_{CAG} disminuye, entonces la tensión total de la base se hace más positiva. Esto aumenta la corriente de base y, con ella, la corriente de colector, con lo que aumenta la señal de salida. Si la tensión V_{CAG} aumenta (haciéndose más negativa), entonces la tensión de polarización de base disminuye y, con ella, la ganancia del transistor.

En el caso de utilizar transistores PNP las tensiones de la fuente de alimentación son negativas, mientras que la tensión V_{CAG} es positiva, con lo que la tensión de polarización de base es la suma de la tensión negativa de la fuente de alimentación con la positiva del CAG. Cualquier aumento positivo de V_{CAG} produce una disminución de la ganancia, mientras que una disminución de V_{CAG} ocasiona un aumento de la ganancia.

CAG CON ETAPA DETECTORA TRANSISTORIZADA

Si en vez de detectar con un diodo se emplea un transistor (figura 10.4), también se obtiene una c.c. que circula por el circuito de emisor y de colector; como consecuencia, en cualquier punto del circuito puede efectuarse una derivación para el CAG de las etapas amplificadoras precedentes.



10.4 Etapa detectora transistorizada. La tensión para el CAG se puede tomar del emisor o del colector.

ETAPAS A LAS QUE SE APLICA EL CAG

A menos que se utilice una etapa amplificadora de RF, la primera etapa de un receptor de radio para señales moduladas en amplitud es el *oscilador-mezclador*. Puesto que el control de esta etapa implica el riesgo de que cesen las oscilaciones, el CAG se aplica generalmente a la etapa o etapas siguientes. La desventaja de esto estriba en que la regulación es relativamente pequeña.

Un método que generalmente se emplea consiste en controlar la ganancia de la primera etapa de FI, mediante variación de la corriente de emisor del transistor, ya que una disminución de la corriente de emisor implica normalmente una reducción de la ganancia. La corriente de emisor puede ajustarse convenientemente regulando la corriente de base, tal y como se estudia en próximos apartados de este capítulo.

CAG POR VARIACIÓN DE LA CORRIENTE DE EMISOR O DE BASE

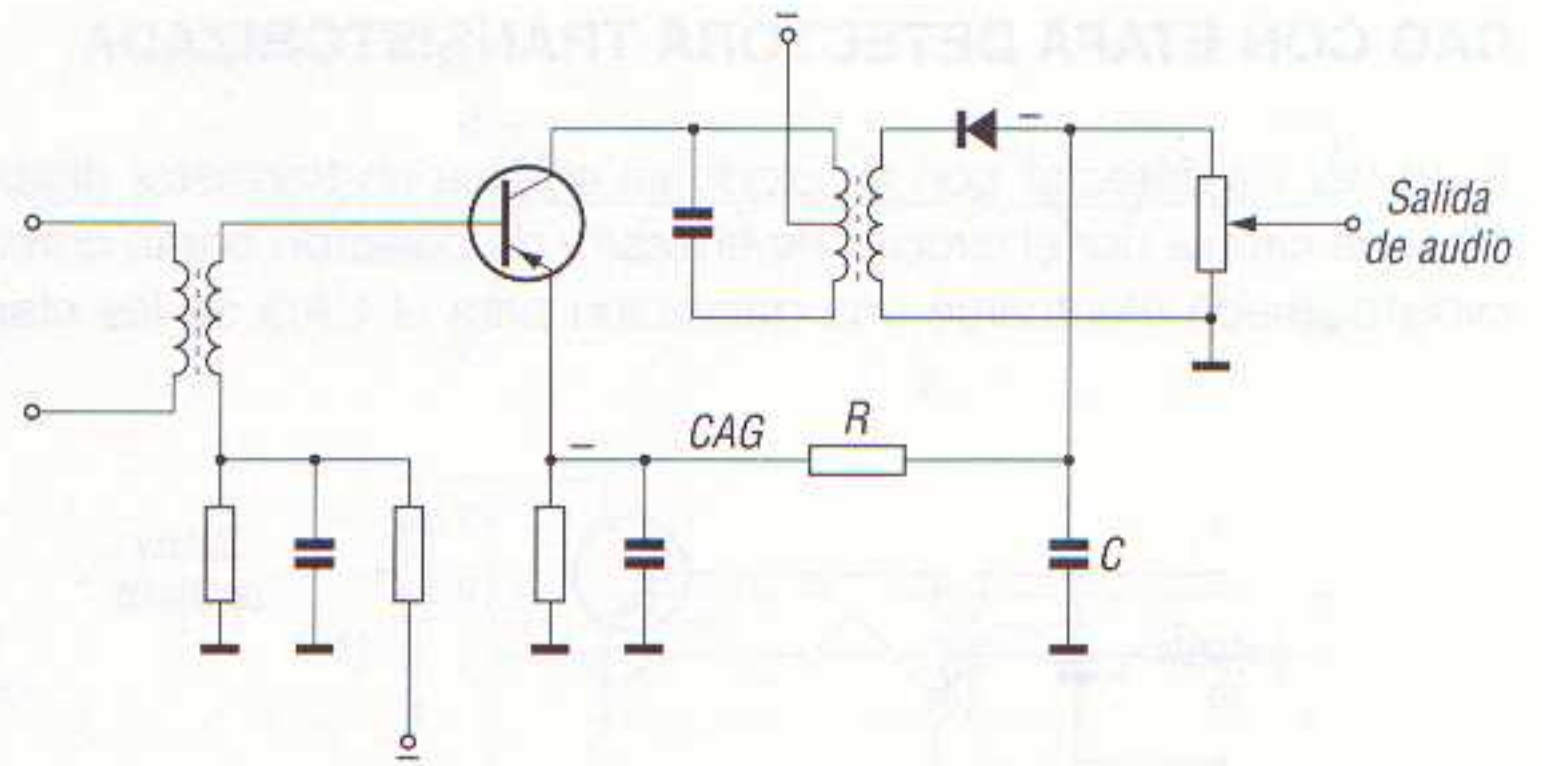
En el CAG por variación de la corriente de emisor o de base se utilizan cuatro circuitos básicos:

- CAG por variación de la corriente de emisor con etapa detectora mediante diodo.
- CAG por variación de la corriente de base con etapa detectora mediante diodo.
- CAG por variación de la corriente de emisor con etapa detectora transistorizada.
- CAG por variación de la corriente de base con etapa detectora transistorizada.

A continuación se estudia cada uno de estos circuitos. Como se sabe, todo transistor PNP debe trabajar con un cierto potencial positivo en su emisor con respecto a la base (negativo con respecto a la base en el caso del transistor NPN). En esta exposición se recurre a transistores PNP, por lo que las explicaciones son totalmente válidas para transistores NPN con la única diferencia de invertir las polaridades. Así, si a la polarización positiva de un emisor se superpone una tensión negativa, ambas tensiones se restan, con lo cual disminuye la corriente de emisor y, como consecuencia, se reduce la amplificación del transistor, es decir, su ganancia.

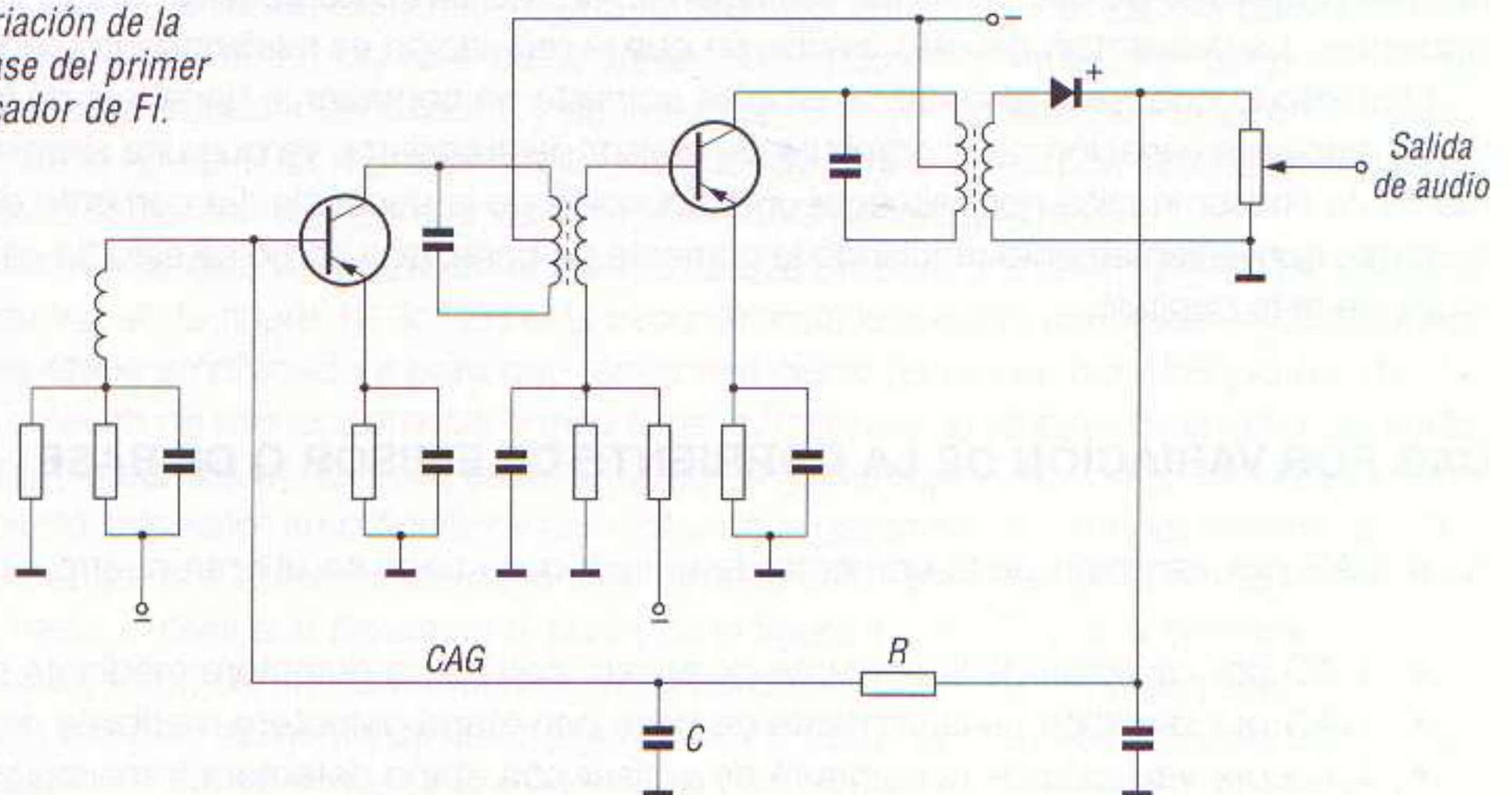
En la figura 10.5 se ha dibujado el esquema de un CAG mediante variación de la corriente de emisor. En él se aprecia cómo la tensión negativa obtenida en la salida de la etapa detectora se aplica al emisor del transistor a través de la resistencia R , la cual forma con el condensador C un filtro para que la c.c. aplicada al emisor no lleve ninguna modulación de amplitud. El funcionamiento del circuito es como sigue: cuando aumenta la intensidad de la señal sintonizada, aumenta la tensión en la salida del diodo detector y, como esta tensión es negativa, se resta de la tensión positiva de emi-

10.5 La tensión negativa presente en la salida del detector se aplica al emisor del transistor para neutralizar, en parte, su potencial positivo.

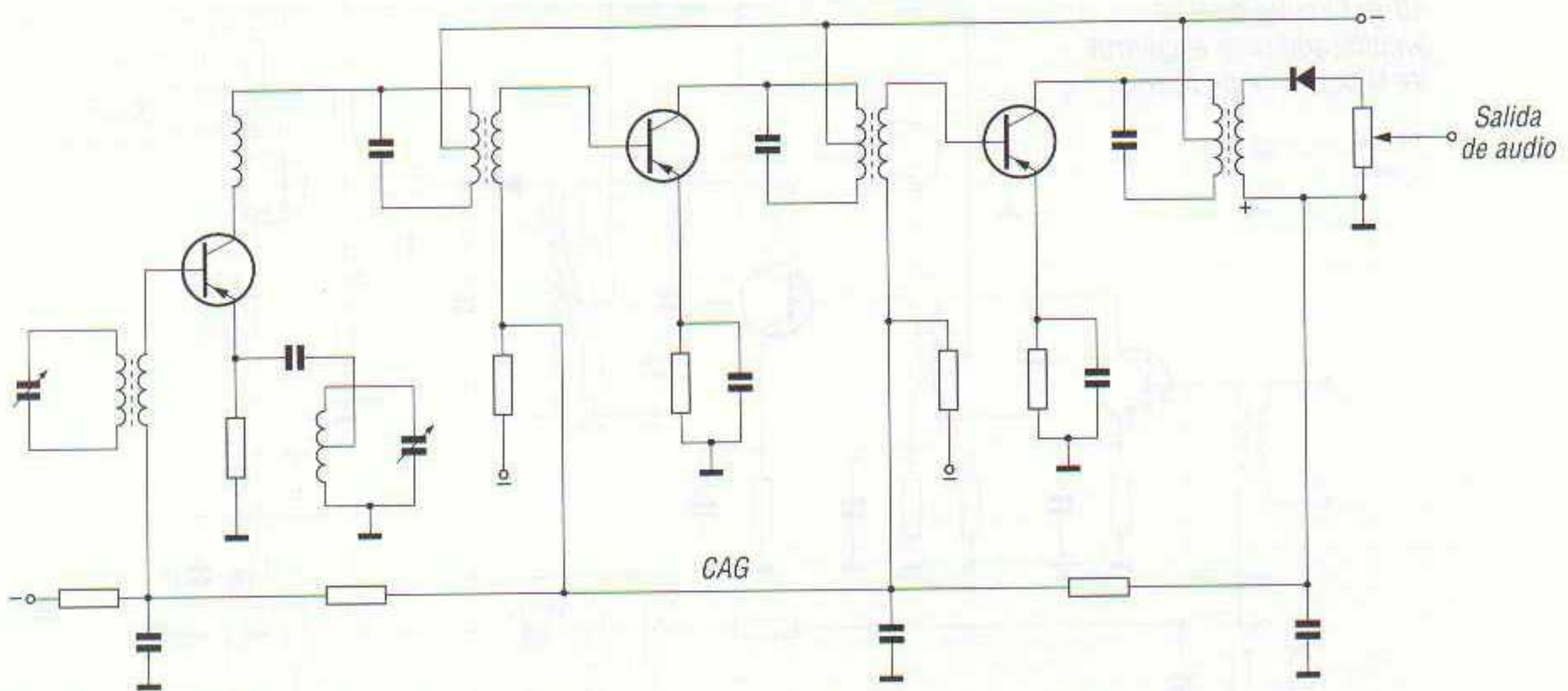


El control automático de ganancia mediante variación de la corriente de emisor requiere una apreciable potencia, razón por la cual es más utilizado el CAG por variación de la polarización de base de un transistor en montaje emisor común, actuando entonces el transistor no sólo como amplificador de FI, sino también como su propio amplificador de CAG de continua.

10.6 CAG por variación de la polarización de base del primer transistor amplificador de FI.



En la figura 10.6 se ha dibujado el esquema de este sistema de CAG por variación de la corriente de base. Este circuito es más utilizado que el anterior por las razones ya expuestas y, generalmente, es el que se adopta en la mayor parte de los radiorreceptores comerciales. Aunque este sistema se denomina por variación de la corriente de base, debe sobreentenderse que lo que en realidad se hace variar es la corriente base-emisor. Para obtener una reducción de la corriente de base, el CAG aplica una polarización de signo opuesto al normal de trabajo del transistor; es decir, como en el caso de la figura 10.6 el transistor es un PNP y, por lo tanto, su polarización de base es negativa, el CAG le aplica una tensión positiva que se resta de la suya, disminuyendo así la ganancia de la etapa. Cuanto mayor es la intensidad de la señal sintonizada, mayor es el valor de la tensión positiva en la salida del detector y más tensión positiva se aplica a la base del transistor. En este caso ha sido preciso invertir la conexión del diodo, puesto que lo que se desea obtener es el semiciclo positivo de la señal para que, una vez filtrada por el grupo RC del CAG, se aplique a la base del transistor. En el esquema de la figura 10.6 el CAG se aplica a la base del primer transistor amplificador de FI.



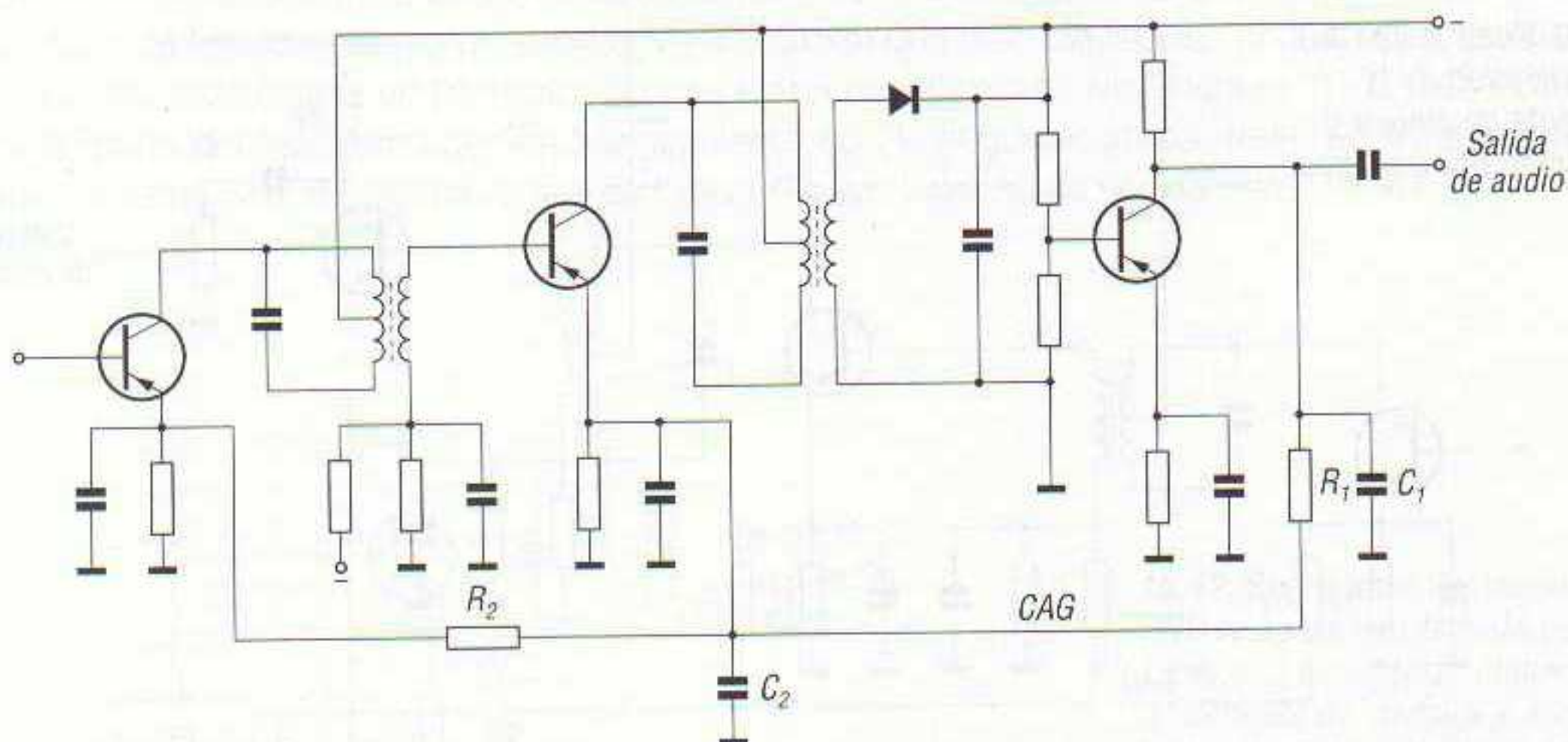
10.7 CAG aplicado sobre las bases de los transistores amplificadores de FI y conversor.

En la figura 10.7 se ha dibujado una variante de este circuito, consistente en tomar la tensión positiva de la otra rama del transformador detector, por lo que el diodo detector se conecta invertido con referencia al de la figura 10.6. Además, en el circuito de la figura 10.7 la tensión positiva del CAG se aplica no sólo a los dos transistores de FI, sino también al transistor conversor, haciendo de esta forma más intenso el CAG.

Se ha dicho antes que el CAG por variación de la corriente de emisor no se utiliza, ya que exige una elevada potencia. Generalmente, un detector no proporciona una tensión lo suficientemente elevada para hacer trabajar con éxito el CAG. Por esta razón en los radioreceptores con CAG por variación de la corriente de emisor la tensión del CAG se deriva de una etapa amplificadora de audio (figura 10.8).

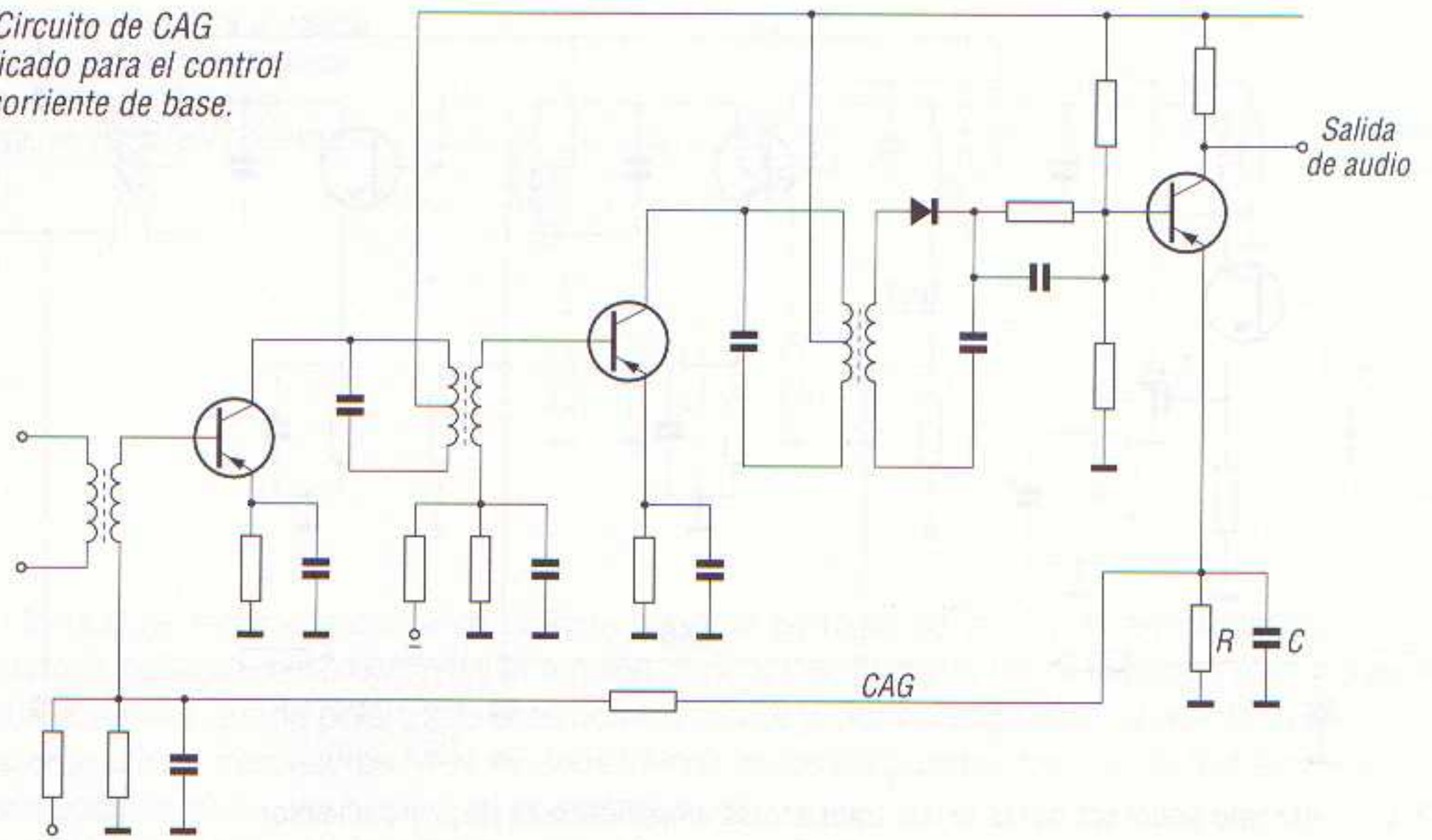
En el circuito de la figura 10.8 la tensión negativa existente en el colector del transistor es mucho mayor que en cualquier punto del circuito detector. El circuito de esta figura recibe la denominación de *CAG amplificado*.

En el esquema de la figura 10.8 la tensión negativa presente en el colector del primer transistor amplificador de audio se aplica a los emisores de los transistores de las dos etapas amplificadoras de FI, con lo cual el CAG resulta más efectivo. Las resistencias R_1 y R_2 y los condensadores C_1 y C_2



10.8 Circuito en el que la derivación para el CAG se realiza después de que la señal de BF de audio sea amplificada por un transistor.

10.9 Circuito de CAG amplificado para el control de la corriente de base.



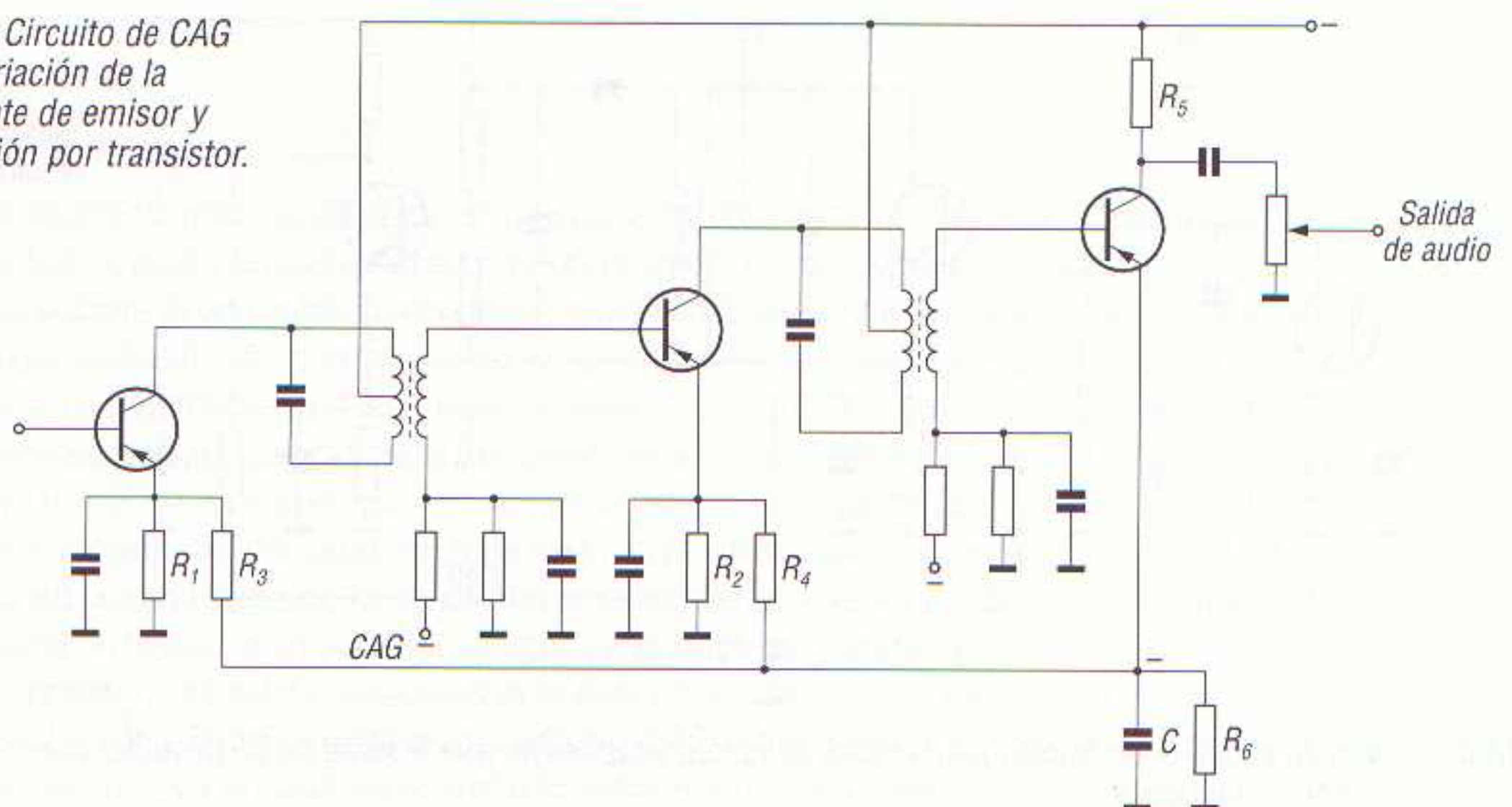
corresponden al filtro de la corriente continua detectada, con el fin de eliminar de ella toda variación de amplitud que pueda modificar (de forma variable) la polarización de los transistores de FI.

En la figura 10.9 se muestra otro sistema de CAG amplificado, pero esta vez actuando sobre la base del primer transistor amplificador de FI. La corriente detectada por el diodo es amplificada, en acoplamiento directo, por un transistor. La resistencia R es la de polarización del transistor, tomándose desde el punto de unión de ella con el emisor la derivación para el CAG. Esto se hace así ya que la tensión del CAG para el control de la base debe ser positiva (transistores PNP), por lo que no es posible la toma de la tensión negativa de colector.

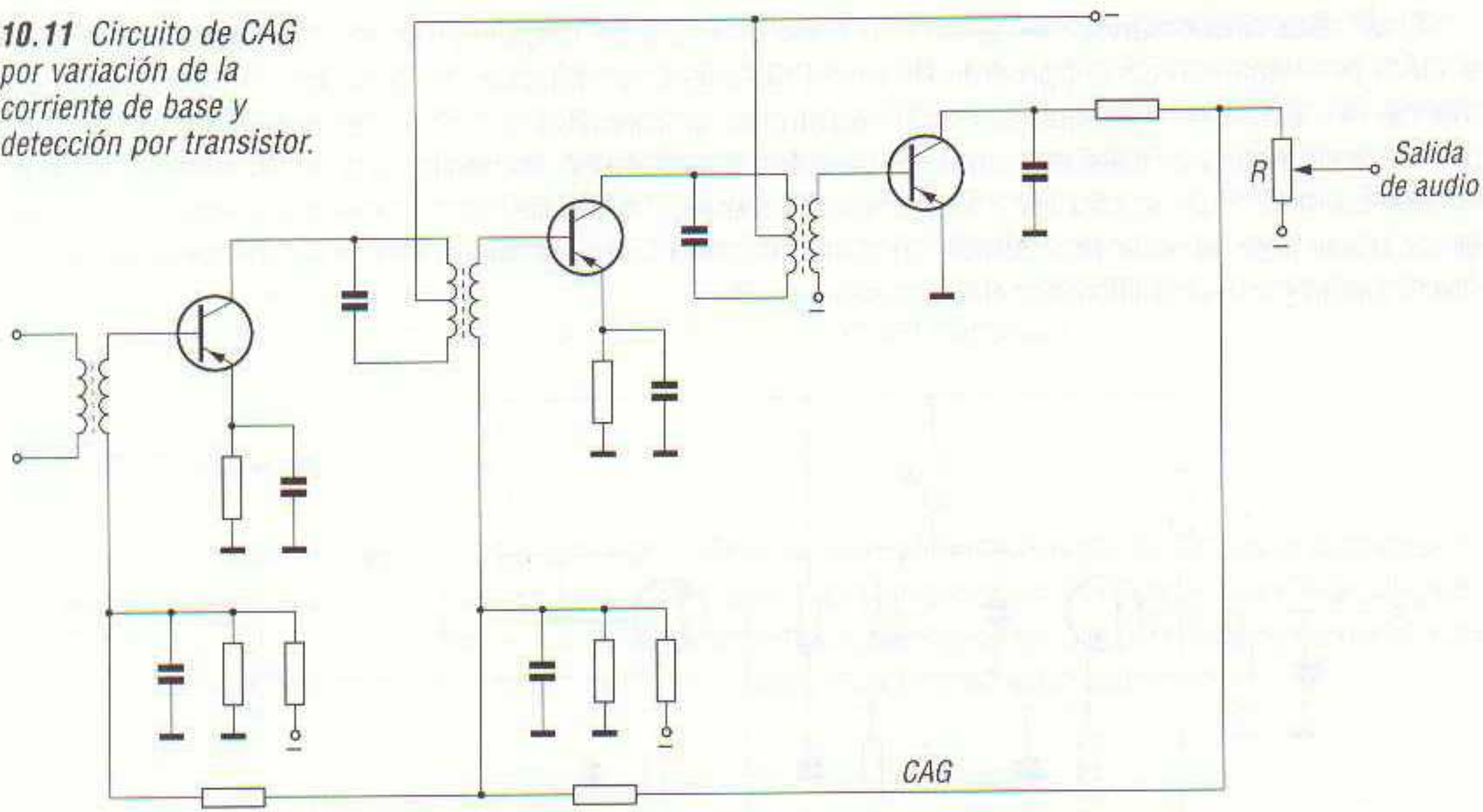
Al estudiar la etapa detectora se dijo que, detectando con un transistor, las tensiones de audio obtenidas son más elevadas que las conseguidas con un diodo; por consiguiente, un CAG es más efectivo si la detección se realiza con un transistor, sobre todo si se efectúa por variaciones de la corriente de emisor, que requiere una polarización más elevada.

En la figura 10.10 se ha dibujado el esquema de un CAG por variación de la corriente de emisor y con detección mediante transistor. En el esquema de esta figura R_6 es la resistencia de autopolarización del transistor detector. El condensador C trabaja en este circuito con una doble fun-

10.10 Circuito de CAG por variación de la corriente de emisor y detección por transistor.



10.11 Circuito de CAG por variación de la corriente de base y detección por transistor.



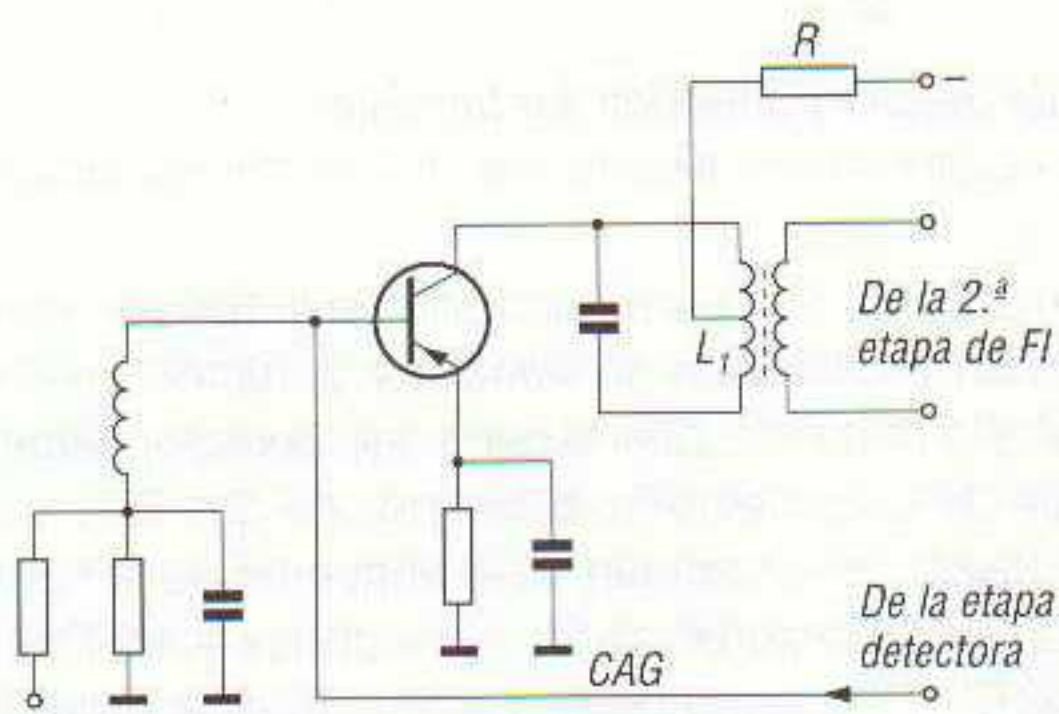
ción: por una parte, realiza la función de condensador de paso y, por otra, la de filtro. El CAG se deriva del emisor del transistor detector, ya que este electrodo es negativo con respecto a los emisores de los otros transistores y, por lo tanto, se aplican tensiones negativas a los emisores de las etapas amplificadoras de FI. Para que el emisor del transistor detector sea más negativo, la resistencia R_6 ha de ser de un valor más alto que las resistencias R_1 y R_2 , ya que de esta forma su caída de tensión es mayor. Las resistencias R_3 y R_4 son las de filtro para cada transistor, y R_5 es la resistencia de carga del transistor detector.

En la figura 10.11 se ha dibujado el esquema de un CAG por variación de la corriente de base y detección por transistor. El CAG se aplica a las dos etapas de FI a partir del divisor de tensión en el colector del transistor detector. Dicho potencial es, por tanto, negativo con respecto al negativo de alimentación del colector. La resistencia R es la de carga del transistor detector y, además, trabaja como control de volumen manual.

CAG POR VARIACIÓN DE LA TENSIÓN DE COLECTOR

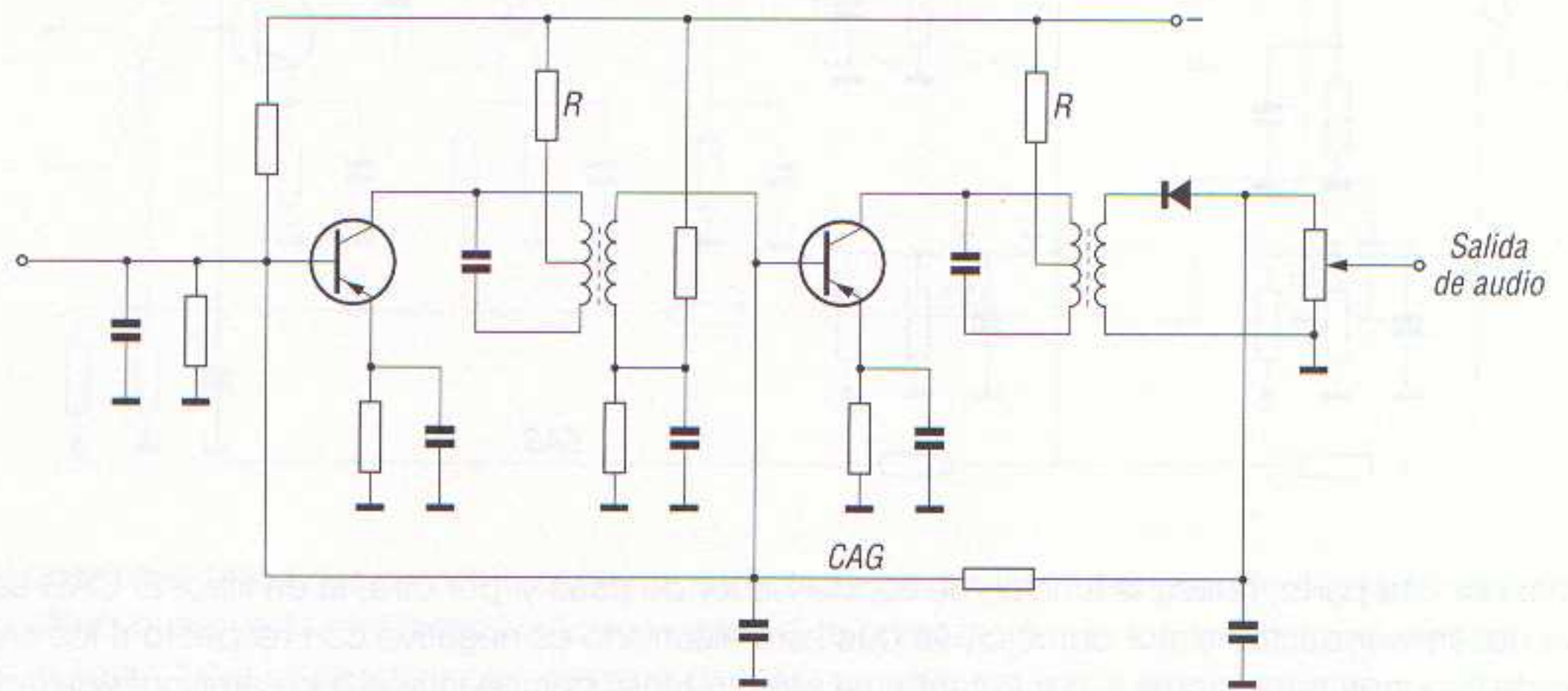
Antes de entrar en el estudio de los circuitos de CAG por variación de la tensión de colector, se expone el principio de funcionamiento del mismo, ya que existe una gran diferencia con los antes estudiados.

Para ello, supóngase un transistor de una etapa amplificadora de FI (figura 10.12), en la cual L_1 es el primario del transformador de acoplamiento con la segunda etapa de FI. En este circuito se añade, en serie con el colector, una resistencia R cuyo valor suele ser de unos 10 k Ω .

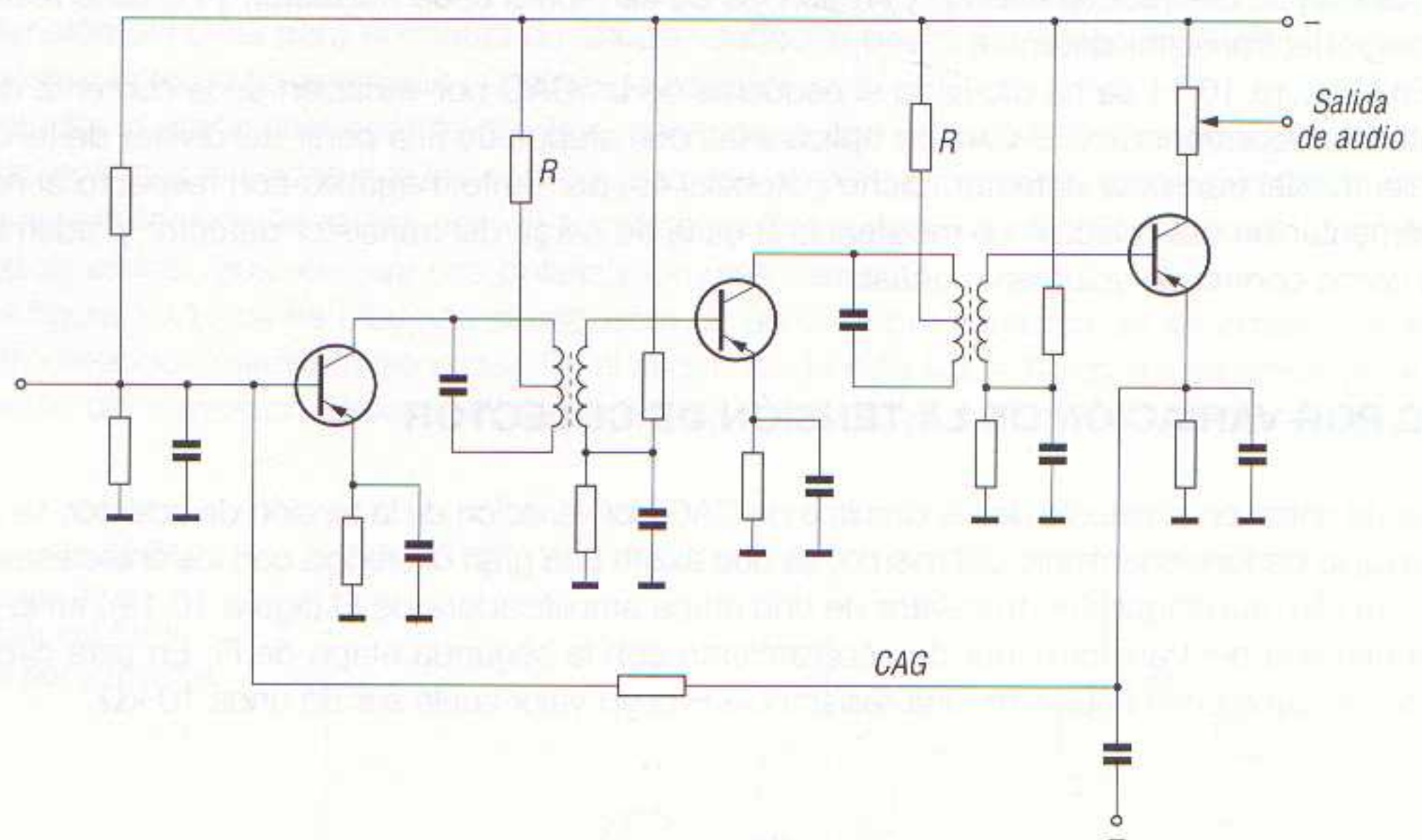


10.12 Si a la base del transistor PNP se aplica una tensión positiva superior a la nominal, aumenta la corriente de colector y, por lo tanto, aumenta la caída de tensión en la resistencia R , con lo que se obtiene un CAG.

Si en esta circunstancia se aplica a la base una tensión negativa (no positiva, como sucede en el CAG por variación de la corriente de base) obtenida del detector, esta tensión se suma a la normal de polarización, haciendo aún más conductor al transistor y, como consecuencia, aumenta la corriente de colector. Esta corriente de colector provoca una caída de tensión en la resistencia R , la cual es igual al producto RI_C . Como consecuencia, la tensión entre colector y emisor del transistor disminuye su valor por debajo de la que existiría si no estuviese R , por lo que se obtiene una disminución de la amplificación de la etapa.



10.13 Circuito de CAG por variación de tensión del colector y con detección por diodo.



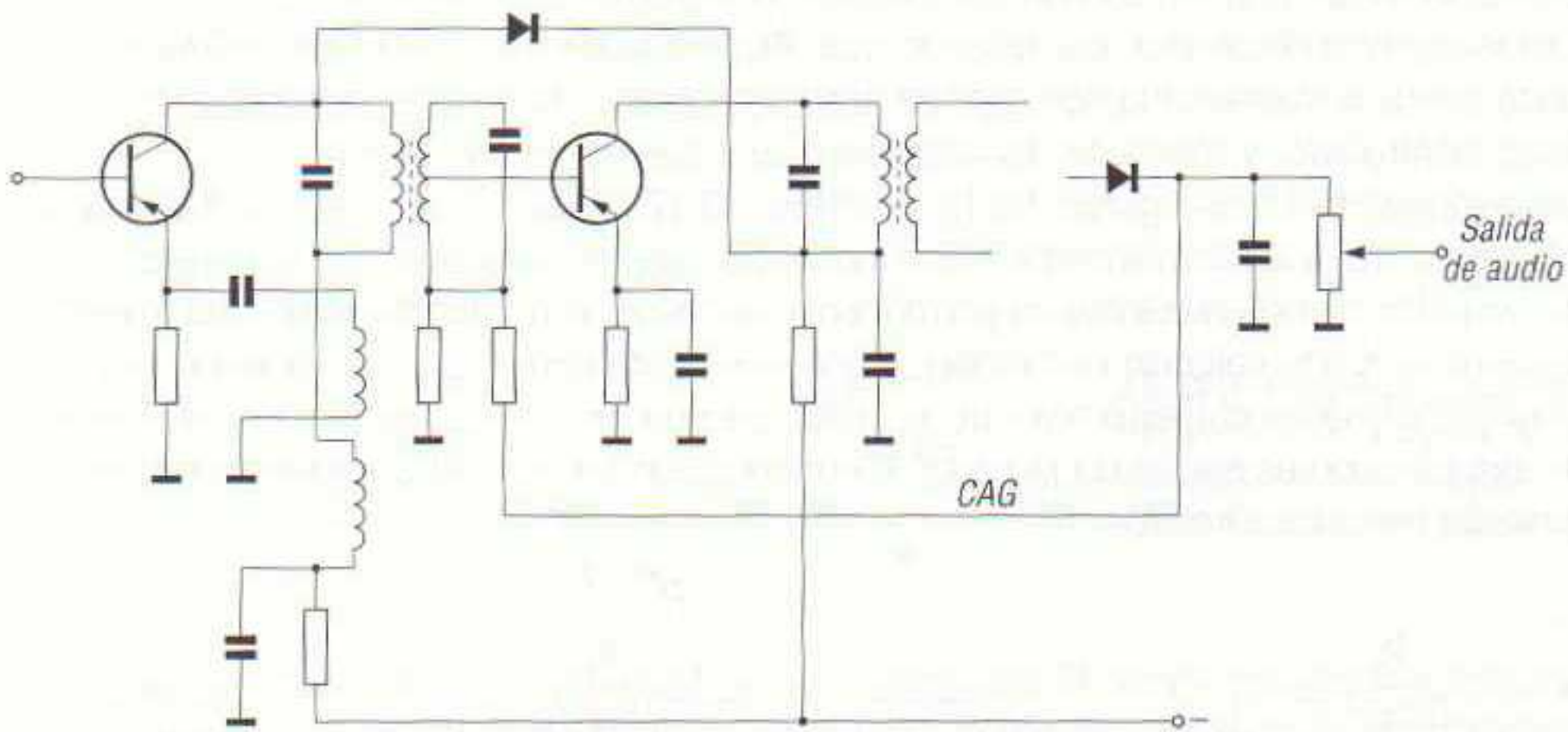
10.14 Circuito de CAG por variación de la tensión de colector y detección por transistor.

En la figura 10.13 se puede ver el esquema de un CAG por variación de la tensión de colector y utilizando un diodo detector, y en la figura 10.14, utilizando un transistor detector. En el caso de la figura 10.13 la tensión negativa para aplicar a la base se obtiene del diodo detector, estando éste invertido con respecto a los CAG por variación de la corriente de base, puesto que en aquellos casos se precisa una tensión de CAG positiva. Se observa también en el esquema de la figura 10.14 la presencia de las resistencias R en serie con los colectores de los transistores amplificadores de FI. En el caso de la figura 10.14 la tensión de CAG de signo negativo se extrae de una derivación

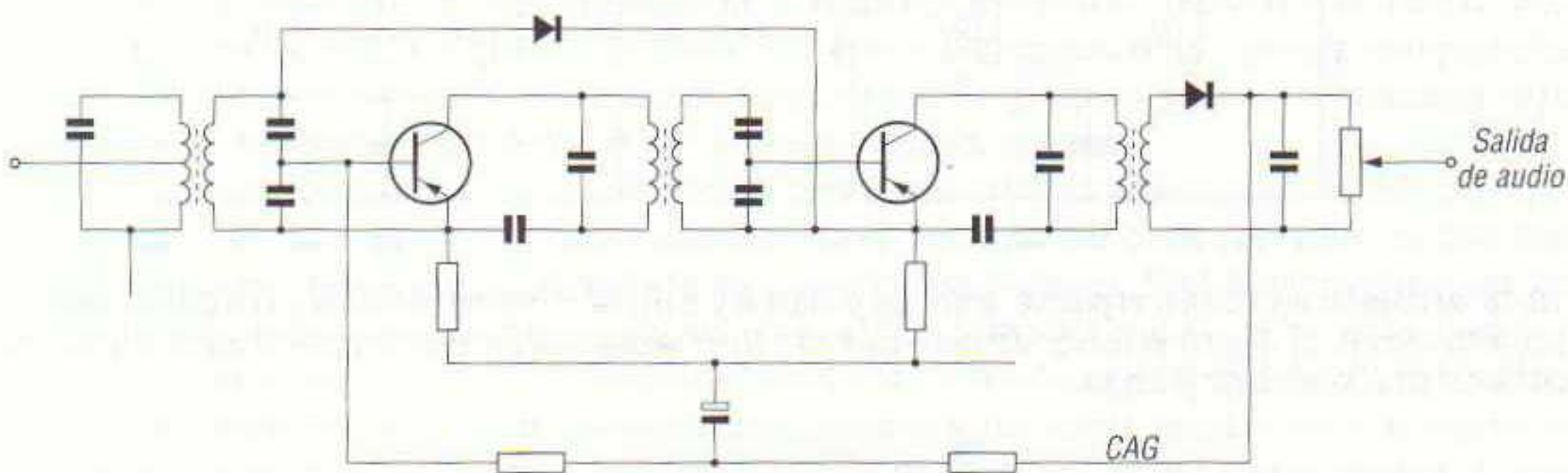
a partir del emisor del transistor detector, aplicándose a las bases de los transistores de FI y provocando así una fuerte caída de tensión en las resistencias R de cada uno de los colectores. Cuando la intensidad de la señal sintonizada es pequeña, pequeña es también la tensión de BF detectada, por lo que la tensión negativa aplicada a las bases de los transistores de FI apenas ejerce influencia sobre la ganancia de estas etapas, ya que la caída de tensión en R es pequeña. Sin embargo, si el nivel de la señal sintonizada es elevado, la tensión de BF será de alto valor, por lo que al aplicarla a las bases hace que aumente la corriente de colector y, con ella, la caída de tensión en las resistencias R , disminuyendo así el poder amplificador del transistor.

CAG RETARDADO

Los sistemas estudiados hasta aquí son poco eficaces debido a la pérdida de potencia que se produce en las resistencias del CAG. Existen otros sistemas para mejorar la eficacia del CAG. Un procedimiento muy empleado consiste en variar el amortiguamiento de un circuito resonante de FI. Las figuras 10.15 y 10.16 muestran dos circuitos similares basados en este principio.



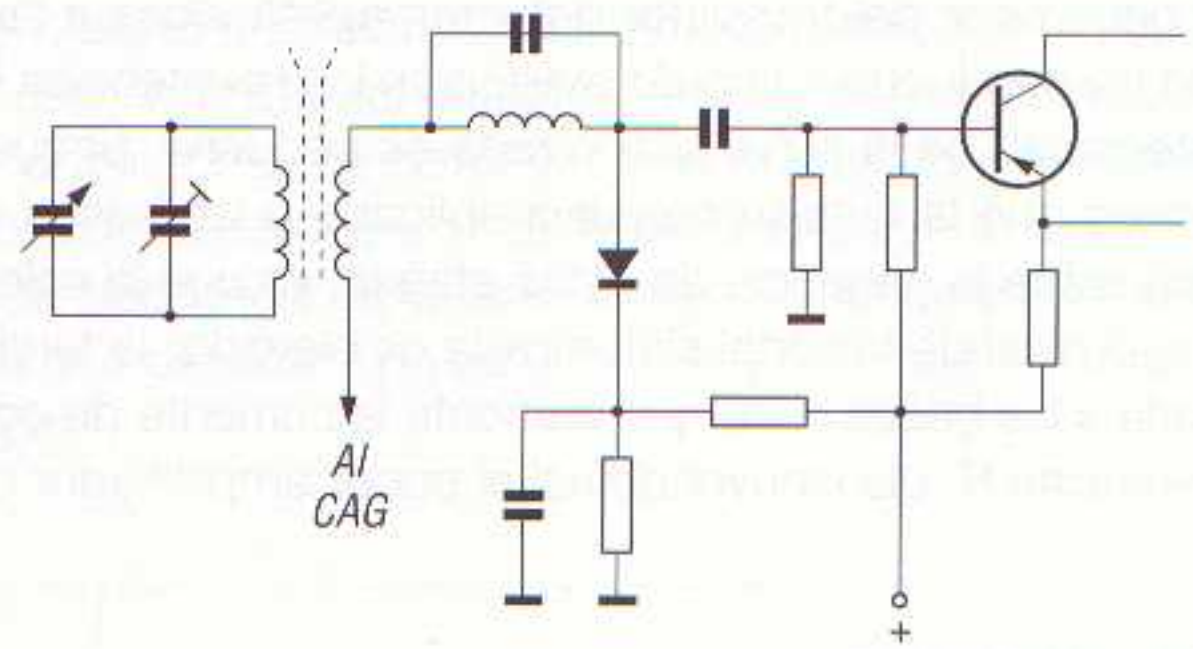
10.15 Circuito de CAG por variación del amortiguamiento de un circuito resonante de FI.



10.16 Segundo circuito de CAG por variación del amortiguamiento de un circuito resonante de FI.

En estos circuitos la corriente de base del primer transistor de FI está gobernada de forma que esta corriente disminuya a medida que aumente la señal del detector. En paralelo con el circuito de FI se conecta un diodo polarizado en sentido inverso en ausencia de señal. Si la señal aumenta de valor, el transistor controlado conduce cada vez menos y la tensión entre ánodo y cátodo del diodo amortiguador disminuye. Si la señal continúa aumentando, puede anular dicha tensión e incluso producir un cambio de polaridad, a consecuencia del cual la resistencia interna del diodo va-

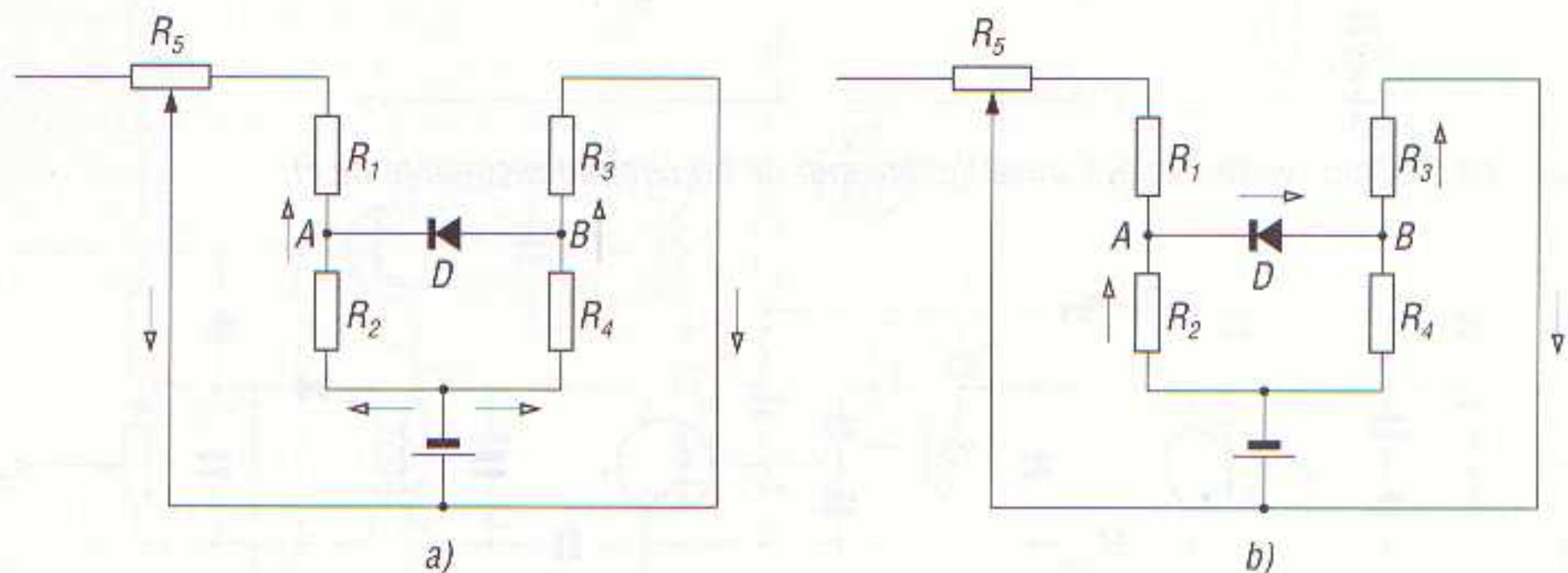
10.17 CAG con diodo auxiliar en la etapa convertora.



ría con la tensión continua, de modo que con señales fuertes la resistencia interna disminuye y se produce así un mayor amortiguamiento en el circuito.

El diodo puede conectarse también en la etapa convertora (figura 10.17), cumpliendo las funciones de un CAG auxiliar. Este diodo se conecta con polaridad opuesta con respecto al diodo emisor-base del transistor, y polarizado normalmente al corte. Cuando un nivel elevado de la intensidad de la señal produce una tensión de CAG mayor, el incremento de tensión sobre el diodo auxiliar reduce su resistencia diferencial, permitiendo mayor conducción. De este modo, el efecto de derivación del diodo tiende a mantener la corriente de la señal aplicada, dentro del nivel de diseño operativo del transistor controlado, y mantiene así constante su impedancia de entrada.

Los esquemas de las figuras 10.15, 10.16 y 10.17 utilizan, por tanto, un CAG auxiliar como complemento del que normalmente llevan instalados los radiorreceptores. El principio de funcionamiento de estos diodos auxiliares es permanecer inactivos, aun trabajando el CAG, mientras la señal no adquiera un cierto valor de intensidad, en cuyo instante comienza a funcionar el diodo, reduciendo convenientemente el fuerte nivel de la señal, ya que sin dicha intervención el normal funcionamiento del CAG no es capaz de lograrlo. A continuación se estudia con detalle el principio de funcionamiento de estos circuitos.



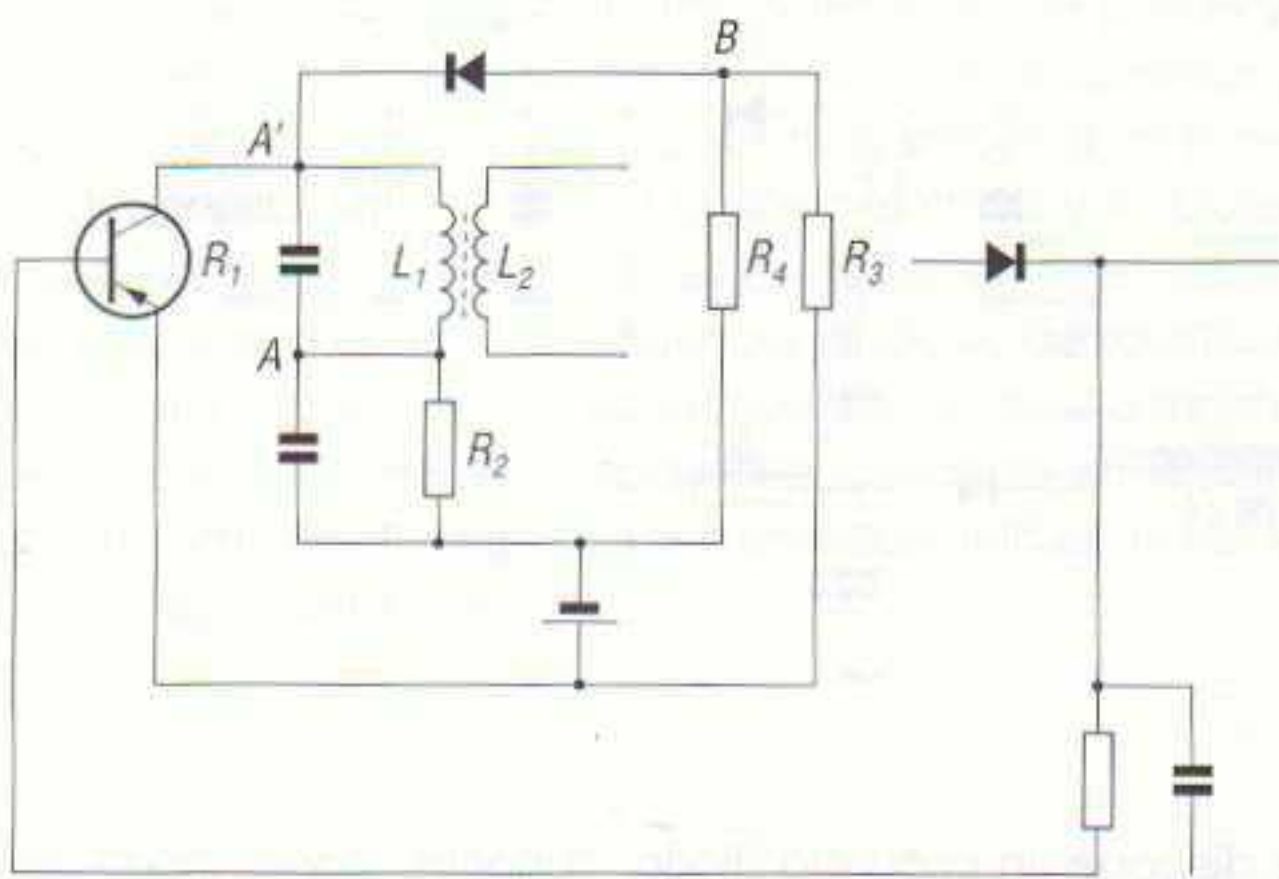
10.18 a) Al estar equilibrado el puente, entre los puntos A y B existe el mismo potencial y el diodo no conduce corriente alguna. b) Al girar el cursor del potenciómetro R_5 se desequilibra el puente y por el diodo circula una corriente en el sentido de la flecha.

En la figura 10.18 se han dibujado dos circuitos conectados de tal forma que la corriente proporcionada por la fuente de alimentación sigue los caminos indicados por las flechas. Consiste en un puente en el que la resistencia R_1 es igual a la R_3 y la resistencia R_2 igual a R_4 .

Cuando el cursor del potenciómetro R_5 está en la posición indicada en la figura 10.18a, éste no ofrece resistencia alguna al paso de la corriente, por lo que puede compararse con un conductor que une directamente R_1 con el positivo de la fuente de alimentación. En estas condiciones resulta evidente que la corriente de la fuente de alimentación se reparte por igual en las dos ramas del puente, por lo que la tensión en R_2 es igual a la tensión en R_4 y la tensión en R_1 igual a la existente en R_3 . Como consecuencia, la tensión en el punto A de la figura 10.18a es del mismo valor y signo que en

el punto B , por lo que si entre estos dos puntos se conecta un diodo D no circula corriente alguna por él.

Si se acciona el cursor del potenciómetro R_5 (figura 10.18b), el positivo de la fuente de alimentación ya no queda conectado directamente a la resistencia R_1 , sino que entre ella y el positivo queda intercalada parte de la resistencia total de R_5 . En esta circunstancia la resistencia total de la rama formada por $R_1-R_2-R_5$ es mayor que la formada por la rama R_3-R_4 y, por lo tanto, por $R_1-R_2-R_5$ circula menos corriente, haciendo que el punto A sea más negativo que el B . Esto trae como consecuencia la circulación de una corriente por el diodo cuando se supera una tensión directa de unos 0,5 V, según se indica mediante flechas en la figura 10.18b, puesto que el diodo queda polarizado en sentido de paso. Si se continúa accionando el cursor de R_5 hasta que se alcance el otro extremo, es decir, hasta que R_5 ofrezca la máxima resistencia, aún se hace más negativo el punto A con respecto al B y, por lo tanto, mayor es el valor de la corriente que circula por D . Si se conecta el diodo en sentido inverso, no circula corriente por él.



10.19 Principio de funcionamiento del diodo D de la figura 10.18, actuando de amortiguador de un circuito resonante de FI.

Para estudiar el comportamiento del diodo en una etapa de FI, se ha dibujado el circuito de la figura 10.19 de forma semejante al de la figura 10.18. Así, la resistencia R_1 es la resistencia colector-emisor del transistor amplificador de FI; R_2 es una resistencia en serie con el primario L_1 del transformador de FI conectado al colector del transistor; y R_3 y R_4 forman un divisor de tensión con el fin de proporcionar al punto B un cierto potencial con respecto al punto A' . Dado que el diodo D sólo conduce cuando se produce una d.d.p. entre A' y B con el negativo en A' , resulta comprensible que si A' y B tienen el mismo potencial por el diodo no circula corriente alguna; sin embargo, en el instante que A' sea más negativo que B por el diodo circulará corriente.

Supóngase ahora que R_2 y R_3 se calculan de forma que el punto B sea, en el estado de reposo, algo más negativo que A' . En esta circunstancia el diodo no conduce corriente, ya que para dichas polaridades se encuentra conectado en el sentido de bloqueo. Si el receptor sintoniza una emisora de pequeña potencia o muy alejada, la amplificación será la normal, no actuando ni el CAG ni el diodo auxiliar. Cuando se sintonizan emisoras de mediana potencia, se inicia la actuación del CAG, haciendo la base del transistor algo positiva y, por tanto, reduciendo la corriente de colector, la cual al pasar por R_1 hace disminuir la caída de tensión y, como consecuencia, el punto A se hace algo más negativo. Sin embargo, como el punto B es también algo negativo (superior al del punto A'), el diodo D permanece bloqueado, por lo que en este caso sólo actúa el CAG. Si se sintoniza una emisora potente, el potencial positivo del CAG aumenta, haciendo que disminuya aún más la corriente de colector y, como consecuencia, haciendo que el punto A' adquiera un potencial más negativo que el B o, lo que es lo mismo, que B pase a ser positivo con respecto al punto A' .

En este caso el punto A' se encuentra polarizado, además, por las variaciones de amplitud de la corriente de colector, las cuales (sumadas al potencial negativo adquirido en A') hacen que el diodo D pase a conducir, tanto más cuando más potentes sean las señales que circulan por L_1 y, como con-

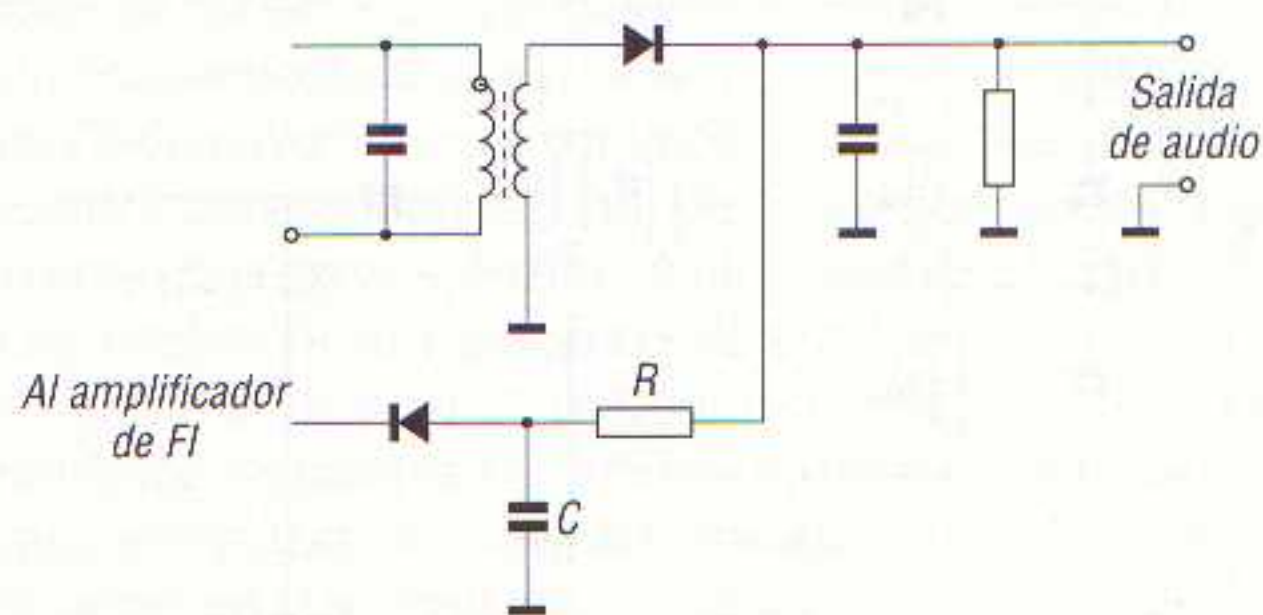
secuencia, a través del diodo se produce una pérdida de energía del circuito oscilante, razón por la cual el circuito recibe la denominación de CAG por amortiguación del circuito resonante.

Lógicamente, la pérdida de energía en el circuito oscilante lleva consigo una menor transferencia de energía del secundario del transformador de FI y, por lo tanto, una disminución de la ganancia del amplificador.

En resumen, a medida que aumenta el nivel de las señales sintonizadas por el radioreceptor, primero trabaja el CAG normal y, a continuación, el diodo auxiliar. Por tal motivo este circuito se conoce también con el nombre de *control automático de ganancia retardado*.

CIRCUITOS DE CAG RETARDADO

Existen varias formas de conectar el diodo auxiliar en un CAG retardado. Nosotros exponemos a continuación los que a nuestro juicio consideramos más importantes.

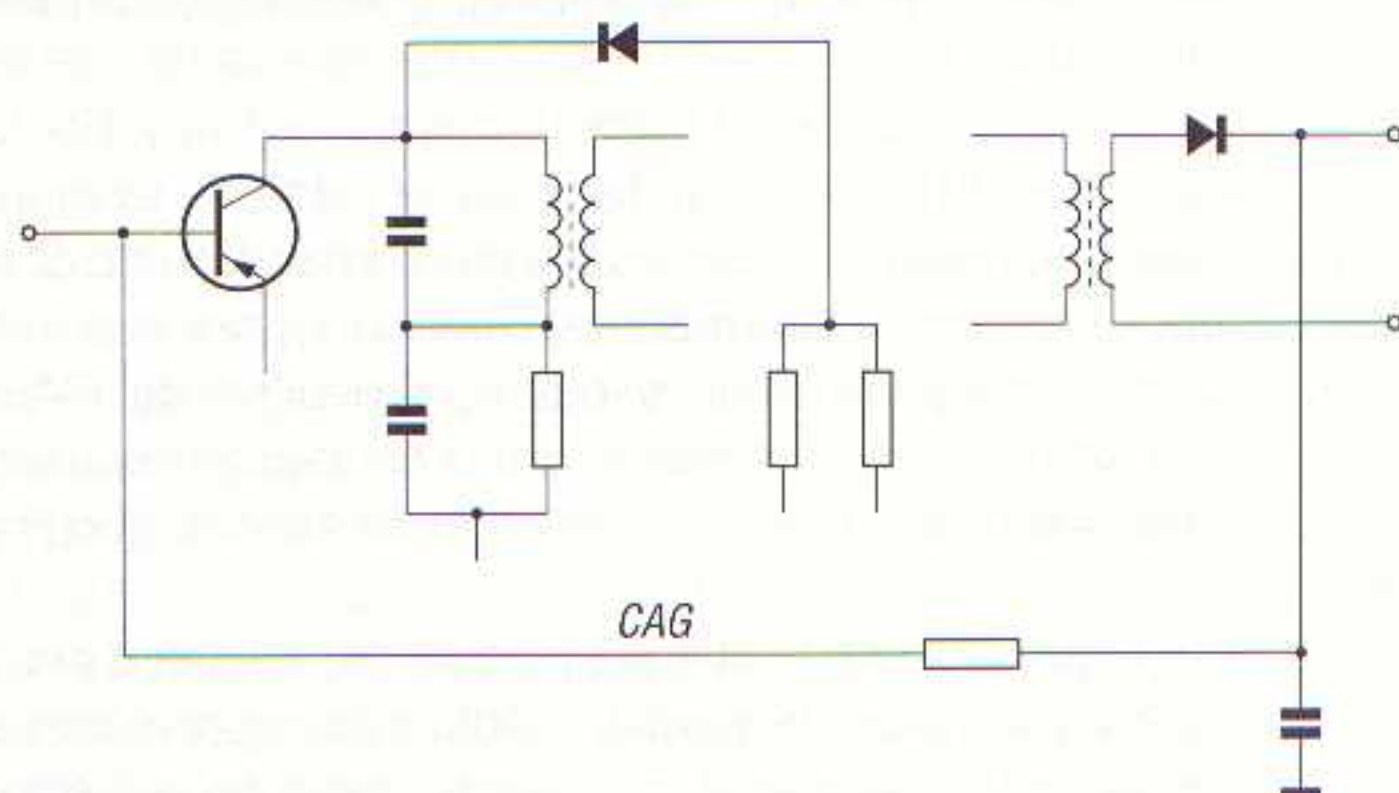


10.20 Sencillo circuito de CAG retardado.

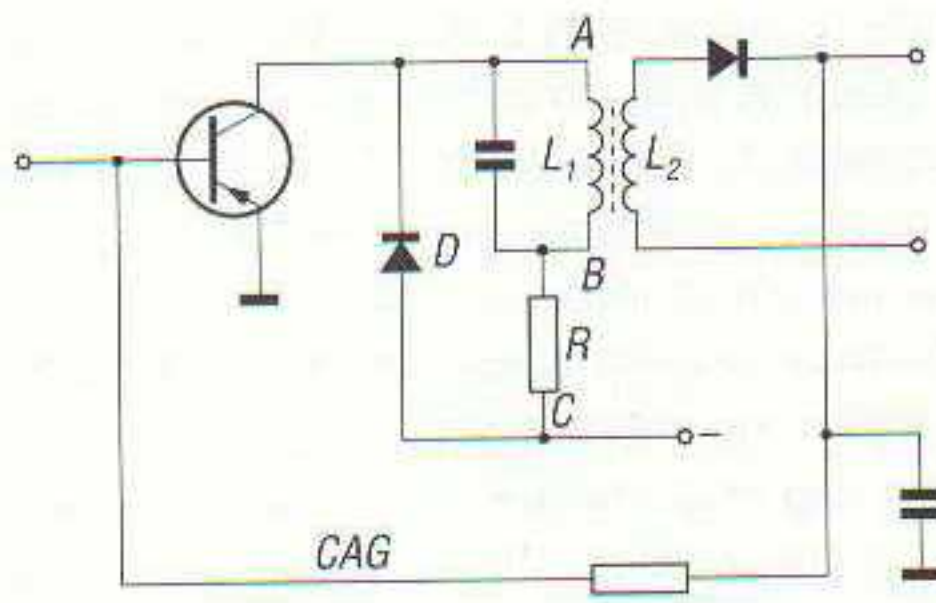
En el circuito de la figura 10.20 se dispone un segundo diodo, conocido como *diodo de retardo*, conectado en serie con la línea de CAG. El funcionamiento de este circuito es muy simple, pues se basa en el principio de que para que un diodo conduzca debe aplicársele una determinada tensión directa. En los diodos de silicio esta tensión es de unos 0,6 a 0,7 V y en los de germanio, de unos 0,3 V. Esta característica del diodo es la que se utiliza para la acción retardada del CAG.

Cuando el diodo de retardo es de silicio, el diodo actúa como un circuito abierto mientras la tensión en bornes del condensador C esté por debajo de 0,7 V, por lo que ninguna tensión del CAG se aplica a las etapas amplificadoras de FI. Cuando se sintoniza una señal fuerte, que hace que la tensión de CAG exceda de 0,7 V, el diodo pasa al estado de conducción y aplica la tensión de CAG a los amplificadores de FI, los cuales reducen su ganancia. En consecuencia, los amplificadores de FI funcionan a su ganancia máxima para toda señal débil que no supere 0,7 V en la salida del diodo detector, aunque la línea de CAG esté conectada a ellos.

En la figura 10.21 se muestra otro esquema de CAG retardado muy utilizado en radioreceptores comerciales, y en la figura 10.22, otro sistema muy similar pero conectando el diodo de forma diferente.



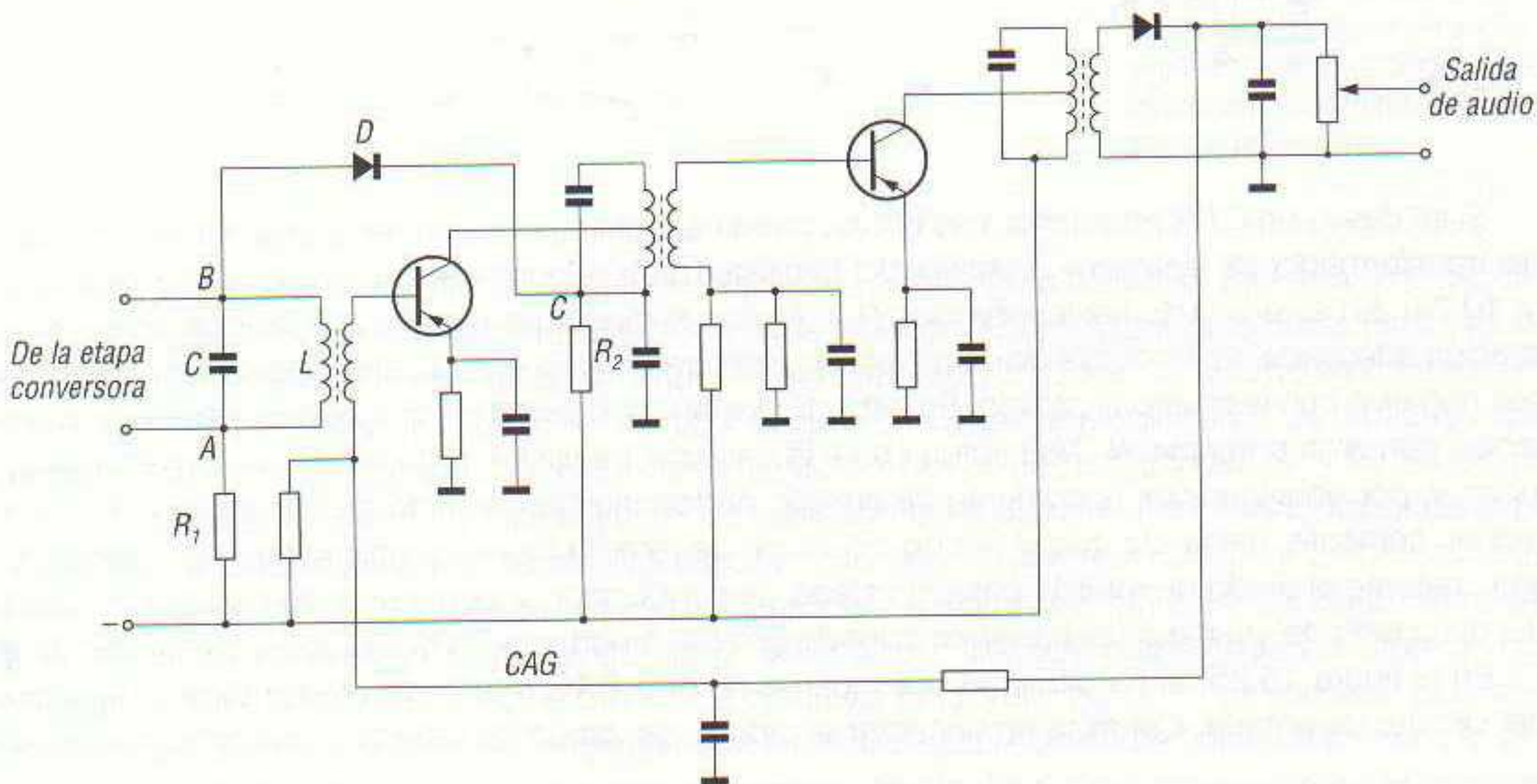
10.21 Disposición del diodo de retardo de CAG en algunos receptores comerciales.



10.22 Otra forma de disponer el diodo para el CAG retardado.

El funcionamiento del diodo de retardo de la figura 10.22 está relacionado con la resistencia R , en serie con el primario L_1 del transformador de FI. La corriente de colector circula por tanto por L_1 y R . Debido a que R provoca una cierta caída de tensión, el punto B es siempre más positivo que el C . Mientras las señales que se sintonicen sean de pequeña potencia, sólo trabajará el CAG sobre la base del transistor, reduciendo la corriente de colector y, como consecuencia, el punto B se hará más negativo a medida que aumente la amplitud de la señal, existiendo por lo tanto menor diferencia de tensión entre C y B , y también entre B y A . Cuando las señales sintonizadas son potentes, el aumento de amplitud de las oscilaciones en el devanado L_1 hace que el punto A sea más negativo que el B y, como consecuencia, el diodo de retardo D pasa al estado de conducción, derivando energía y, por lo tanto, amortiguando al circuito resonante.

Este sistema de CAG retardado debe colocarse en la última etapa amplificadora de FI, puesto que su transformador trabaja con la máxima amplitud de las señales, ya que éstas han sido amplificadas en etapas anteriores.



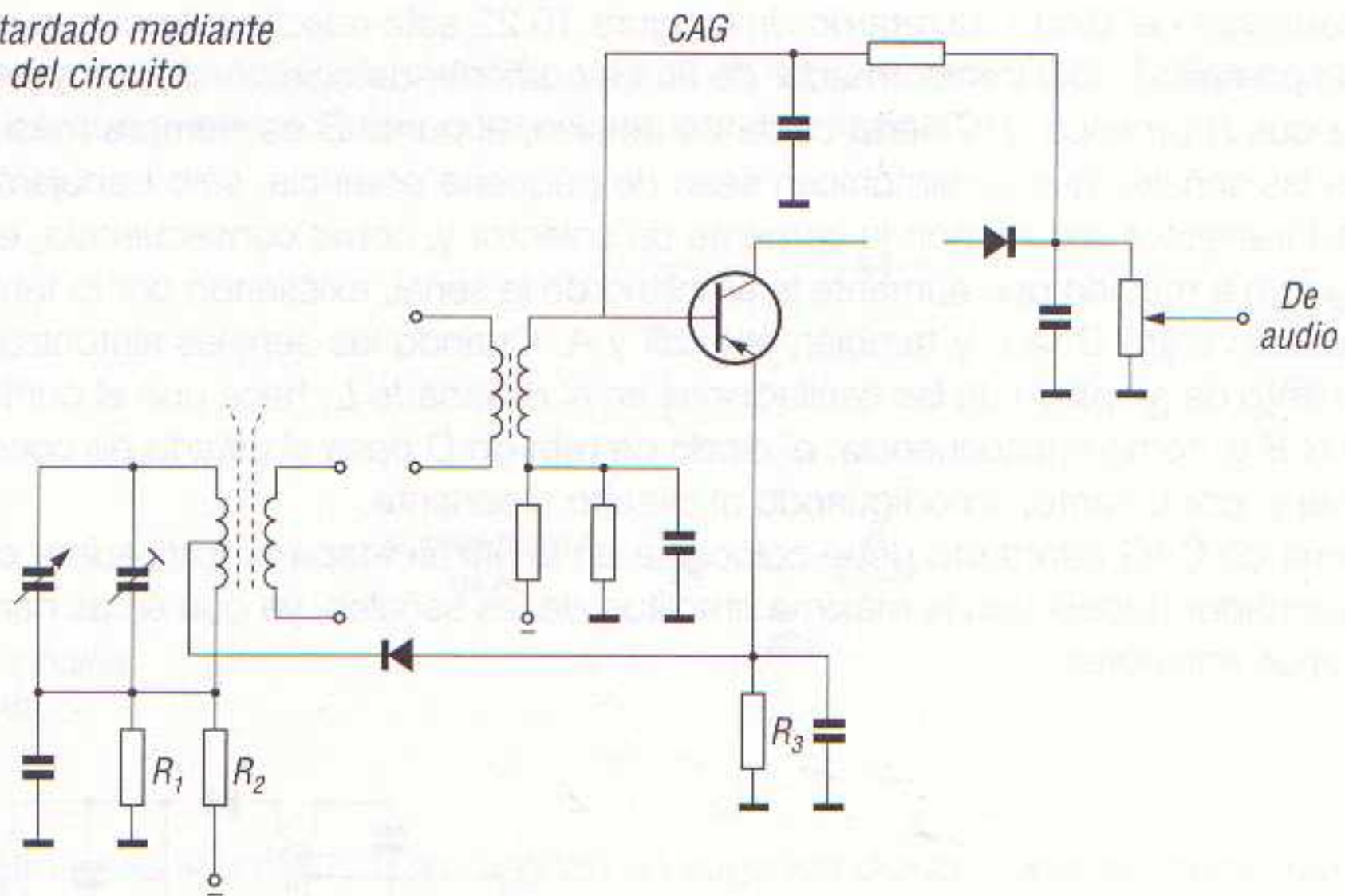
10.23 Sistema de CAG retardado, en el que el amortiguamiento se efectúa sobre el primario de la 1.ª etapa de FI.

En la figura 10.23 se ha dibujado otro sistema de CAG retardado. Este circuito funciona según los mismos principios expuestos para el de la figura 10.22. El diodo de retardo D se conecta entre los puntos B y C , y en ausencia de señal o con señales débiles, la diferencia de potencial es muy pequeña, de forma que A y B son ligeramente negativos con respecto a C . Esto último se consigue dando a las resistencias R_1 y R_2 valores adecuados. Así pues, cuando no existe señal o ésta es muy débil, el diodo queda polarizado en sentido inverso y, por lo tanto, no conduce. A medida que las señales van aumentando de intensidad, el CAG comienza a trabajar, haciendo más positiva la base del transistor y, por lo tanto, reduciendo la corriente de colector. Esta corriente

de colector, al pasar por R_2 , produce una caída de tensión, la cual es directamente proporcional a dicha corriente, por lo que si la corriente de colector baja de valor (como consecuencia de la actuación del CAG), resulta evidente que la diferencia de potencial en R_2 se hace más pequeña, con lo cual el punto C se hará más negativo. Al sintonizar señales muy potentes, el punto C se hace igual o más negativo que el B y, bajo la influencia de las amplitudes de la señal presente en el circuito resonante LC del primer transformador de FI, el diodo D pasa al estado de conducción, provocando el amortiguamiento de las oscilaciones en dicho circuito resonante.

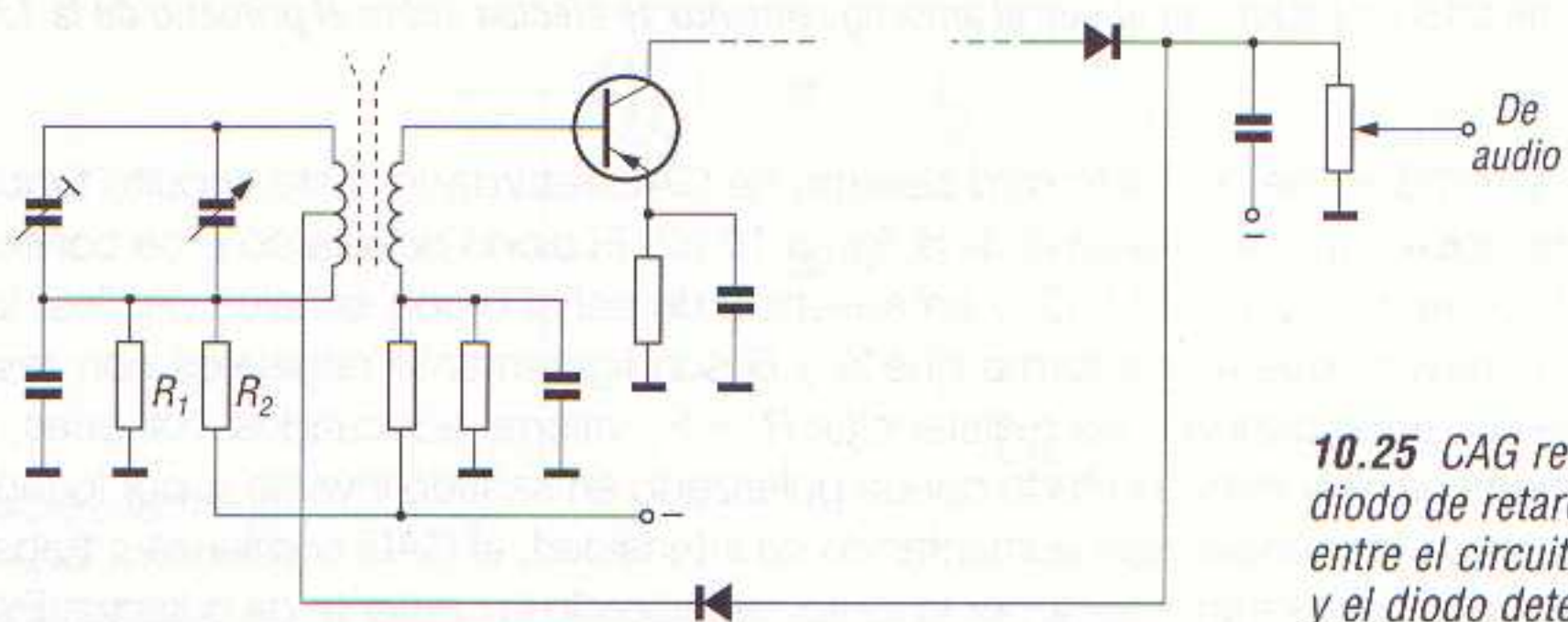
Se puede ver en el esquema que el diodo D se encuentra en derivación con el primer circuito resonante, razón por la cual si pasa al estado de conducción, deriva parte de la energía del mismo, es decir, lo amortigua.

10.24 CAG retardado mediante amortiguación del circuito de antena.



Si se desea un CAG retardado más eficaz, puede acoplarse el diodo de retardo entre el primario del transformador de sintonía y el emisor del transistor de la segunda etapa amplificadora de FI (figura 10.24). En este circuito las resistencias R_1 y R_2 son el divisor de tensión que proporciona la polarización adecuada al cátodo del diodo de retardo, mientras que R_3 polariza al ánodo de forma que éste sea negativo con respecto al cátodo. En esta circunstancia, cuando se sintoniza una emisora que se recibe con gran potencia, el CAG actúa sobre la base del transistor, reduciendo su corriente de colector y, por consiguiente, la corriente de emisor. Al disminuir la corriente de emisor, por R_3 circula menos corriente, haciendo que el ánodo del diodo de retardo sea más positivo que su cátodo. En este instante el diodo de retardo pasa al estado de conducción y, como está en paralelo con parte del devanado del primario del transformador de antena, amortigua las oscilaciones presentes en él.

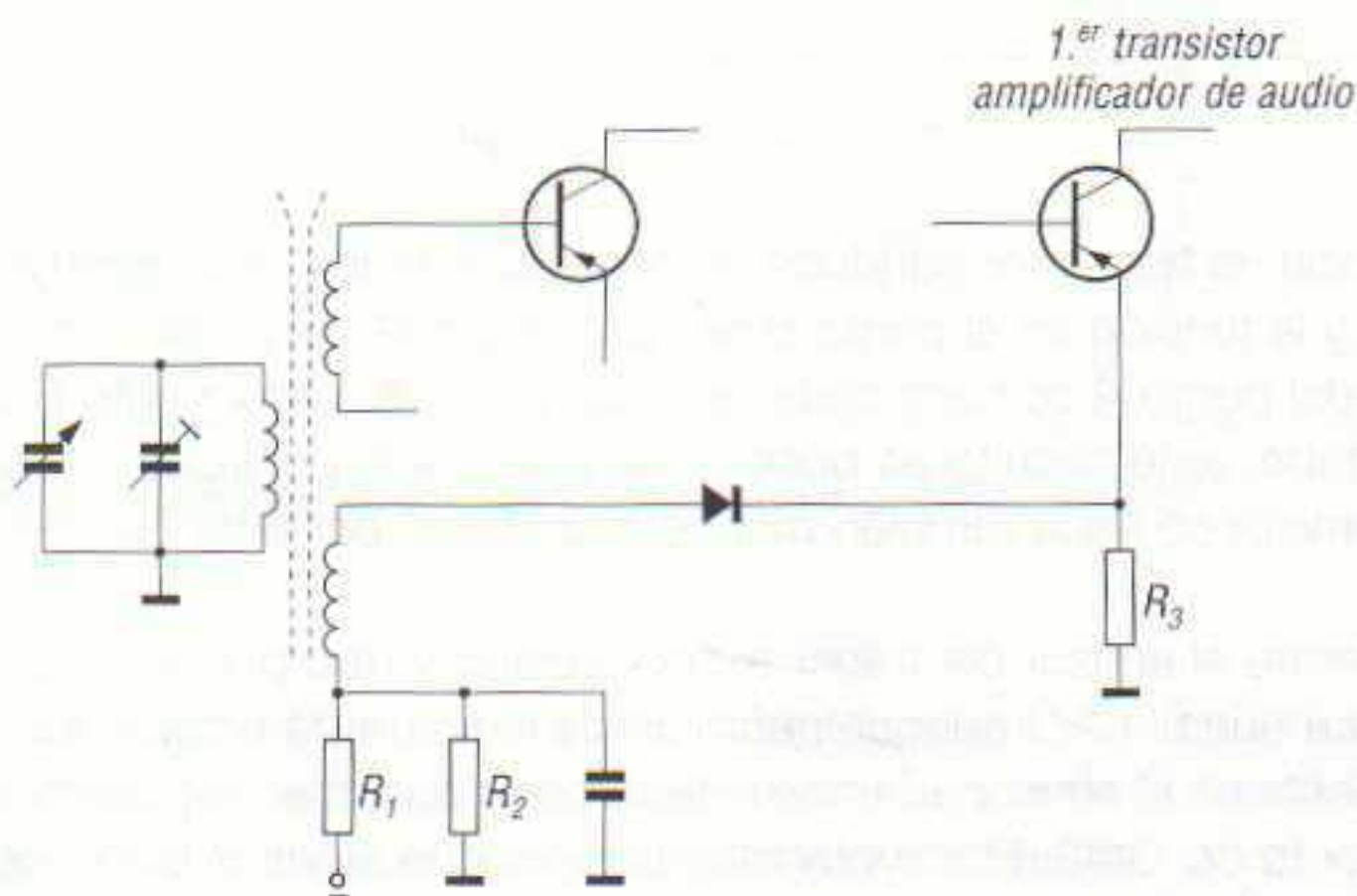
En la figura 10.25 se ha dibujado el esquema de otro CAG retardado mediante amortiguación del circuito de antena. Consiste en conectar el cátodo del diodo de retardo a una toma intermedia



10.25 CAG retardado con el diodo de retardo conectado entre el circuito de sintonía y el diodo detector.

del primario del transformador de antena y el ánodo al cátodo del diodo detector. En este circuito, sin embargo, el ánodo del diodo de retardo recibe un potencial positivo del diodo detector, el cual debe ser inferior al presente en el punto de unión del divisor de tensión formado por R_1 y R_2 ; o sea, que el punto de unión de R_1 con R_2 debe ser positivo con respecto a la polarización positiva del diodo detector.

En estas condiciones, el diodo de retardo no conduce mientras las señales sintonizadas son débiles, amplificándose al máximo las señales de las etapas de FI. Sin embargo, al sintonizar una señal fuerte, el cátodo del diodo detector se hace más positivo (y con él el ánodo del diodo de retardo) que el punto de unión de R_1 con R_2 , por lo que el diodo de retardo pasa al estado de conducción. La conducción del diodo de retardo produce la amortiguación del primario del circuito de sintonía, por lo cual en el secundario las amplitudes de la señal disminuyen de valor. La mayor o menor amortiguación de la señal sintonizada viene determinada por el número de espiras que corresponden al diodo de retardo. El control descrito puede trabajar independientemente a cualquier otro control, o como control automático de ganancia único.



10.26 CAG retardado con el diodo de retardo conectado entre el emisor de la primera etapa amplificadora de audio y un devanado secundario en el circuito de antena, exclusivo para este fin.

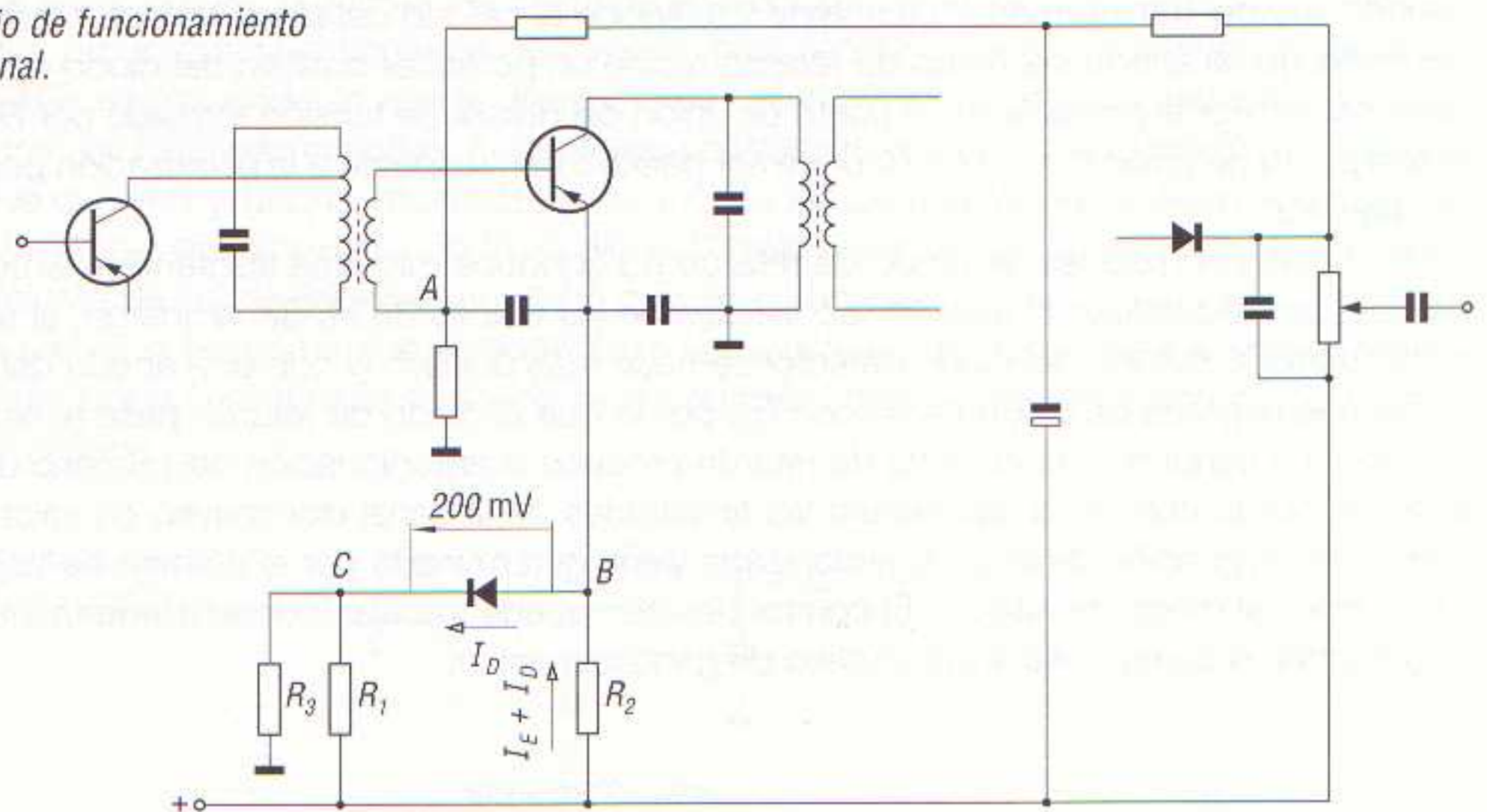
Para finalizar con el estudio del los CAG retardados, en la figura 10.26 se muestra otro circuito en el cual se dispone un segundo devanado secundario en el transformador de antena. Este segundo secundario está destinado exclusivamente al CAG retardado. El diodo de retardo se conecta entre un extremo del citado devanado y el emisor del primer transistor amplificador de audio, ya que en este punto se hace más efectivo el funcionamiento del diodo. Las resistencias R_1 y R_2 forman un divisor de tensión mediante el cual el punto de conexión de ellas con el devanado secundario se mantiene a un potencial normalmente más negativo que en el emisor del transistor amplificador de audio, con lo cual el diodo queda polarizado en sentido inverso y, por lo tanto, no conduce. En cuanto se recibe una señal más potente, el transistor amplificador de audio aumenta su corriente de colector y, con ella, la de emisor, haciendo que la caída de tensión en R_3 sea más elevada. Esto trae como consecuencia que el emisor se haga menos positivo que el punto de unión de R_1 con R_2 , por lo que al diodo de retardo queda aplicada una tensión directa. El diodo pasa al estado de conducción, con lo cual circula una corriente por el devanado secundario adicional. Esta corriente produce un campo magnético en la bobina de sintonía que le hace perder sensibilidad.

CAG ADICIONAL

En un receptor de radio transistorizado de baja calidad el CAG se aplica, normalmente, al primario del los transformadores de FI (figura 10.27).

Al detectar la señal captada por el receptor, se obtiene en bornes de la resistencia de carga una tensión continua, la cual se aplica al primer transistor amplificador de FI para su control. A medida que la intensidad de la señal aumenta, la tensión en el punto A se hace cada vez más positiva con

10.27 Principio de funcionamiento del CAG adicional.



respecto a masa y, como consecuencia, el transistor conduce menos. De esta forma disminuye la caída de tensión en la resistencia R_2 y la tensión en el punto B se aproxima a la del positivo de alimentación. A medida que la tensión del punto A se hace cada vez más positiva, la del punto B varía en el mismo sentido. Como resultado, este circuito es poco eficaz, ya que al polarizar con una tensión menos negativa la base, el emisor se hace también menos negativo y, por tanto, se necesita una mayor potencia de control.

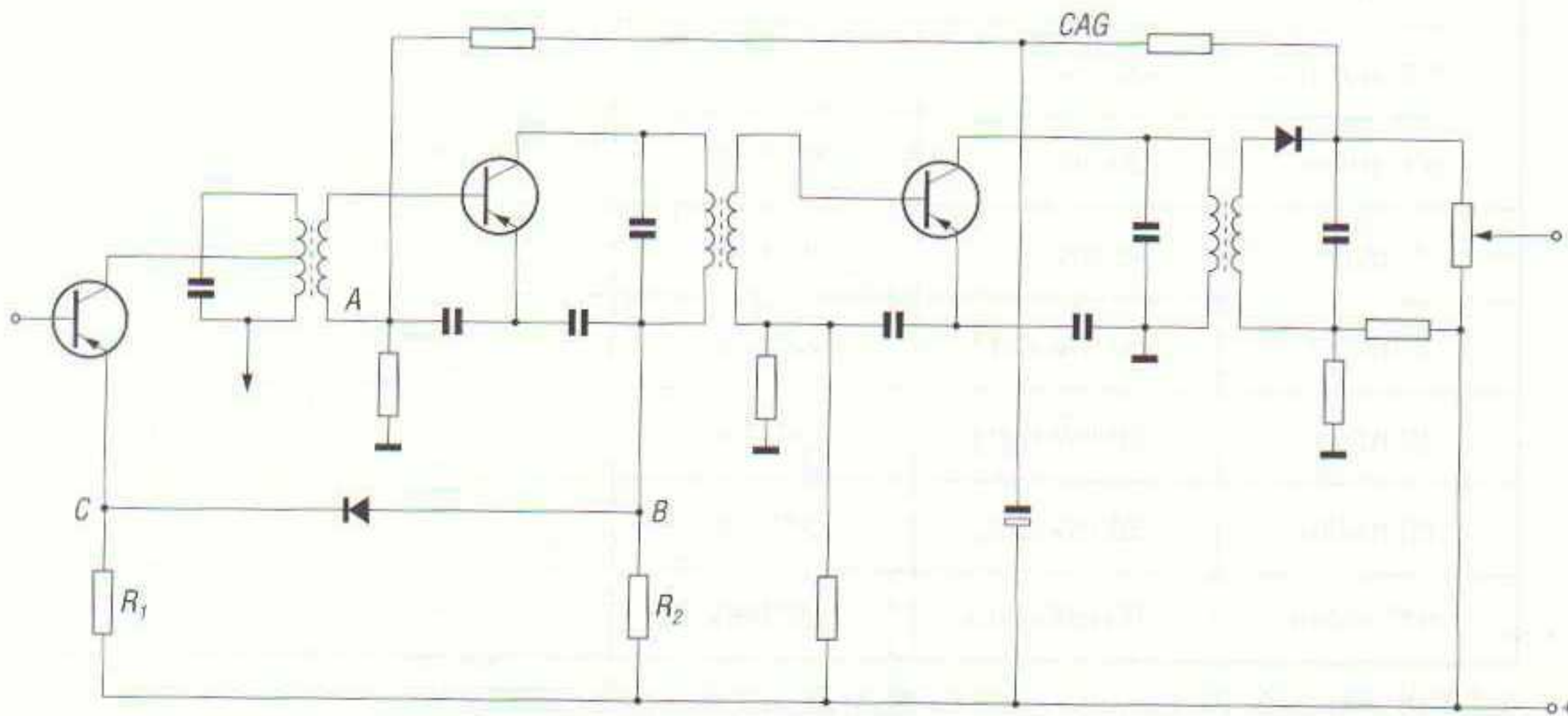
Mediante la adición de un diodo entre el emisor del transistor controlado y otro punto, se logra un sistema de CAG adicional que hace que el CAG normal, obtenido de la etapa detectora, trabaje con más intensidad, ya que normalmente en el emisor aparece el fenómeno citado en el párrafo anterior, que tiende a contrarrestar el efecto del CAG. Efectivamente, siempre que actúa el CAG sobre la base del transistor se reduce la corriente de colector y, por tanto, la que circula por la resistencia de emisor, lo que hace que dicho electrodo se haga ligeramente positivo. Esta doble positividad de la base y del emisor requiere para el CAG una mayor tensión continua procedente del detector.

Indudablemente, el circuito ideal es aquél en el cual al hacer positiva la base el emisor se hiciese negativo o, al menos, mantuviese el potencial de origen. Con el circuito de la figura 10.27 se logra mantener (en lo posible) el potencial de emisor, a pesar de que el CAG esté aplicando tensión positiva a la base. Como consecuencia, basta con que el detector suministre un poco de tensión para lograr una gran disminución de la corriente de colector y, por lo tanto, la deseada disminución de la ganancia del transistor. El diodo se conecta por su ánodo al emisor del transistor y por el cátodo al punto de unión de las resistencias R_1 y R_3 , las cuales forman un divisor de tensión. Este divisor de tensión hace que el cátodo se mantenga positivo con respecto al ánodo y, como consecuencia, el diodo permanece en estado de bloqueo. En ausencia de señal la tensión inversa es de unos 200 mV.

Si en estas condiciones se aplica señal a la antena y se aumenta progresivamente su intensidad, la tensión en R_2 disminuye y también la presente entre los electrodos del diodo. Si la señal sigue aumentando, la tensión en el ánodo del diodo (punto B de la figura 10.27) se hace más positiva con respecto a la del punto C y el diodo se hace conductor. En estas condiciones el diodo equivale a una resistencia cuyo valor es tanto más pequeño cuanto mayor es la tensión aplicada entre sus electrodos en sentido directo, con lo cual la tensión del punto B tiende a aproximarse a la del punto C .

A través de la resistencia de emisor R_2 circula la corriente de emisor I_E y, además, la que ha de pasar por el diodo I_D , produciendo de esta forma en la resistencia una caída de tensión aproximadamente igual a la que existe cuando no actúa el CAG, o sea, en ausencia de señal. La adición del diodo y de las resistencias R_1 y R_3 producen, por tanto, una estabilización de la tensión en el punto B , de forma que ya no se produce aquel seguimiento entre los puntos A y B (base y emisor) que existe sin el diodo.

En resumen, con este circuito la tensión de emisor de transistor controlado queda estabilizada a partir de un punto de funcionamiento del CAG, el cual depende únicamente de la polarización del diodo sin señal. Esto equivale a contrarrestar la realimentación negativa de c.c. en el transistor controlado, reduciendo la potencia de c.c. necesaria para la acción del CAG.



10.28 Variante del circuito de CAG adicional de la figura 10.27.

La figura 10.28 muestra una variante del circuito de CAG adicional que se está describiendo. El principio de funcionamiento es el mismo que el de la figura 10.27, pero en este caso el diodo se conecta al emisor del transistor oscilador-mezclador.

Con esta disposición, mientras en el primer transistor amplificador de FI se produce una disminución de la corriente de emisor, en el transistor oscilador se produce un aumento de corriente en su emisor, desplazando el punto de funcionamiento de este transistor, de modo que aumenta la tensión base-emisor. En estas condiciones de funcionamiento el receptor es capaz de recibir señales muy fuertes sin que se produzca saturación.

En el circuito de la figura 10.28 el diodo está conectado entre el emisor del transistor oscilador-mezclador y el emisor del primer transistor amplificador de FI, ajustándose la tensión entre los electrodos del diodo a unos 200 mV en sentido inverso cuando no hay señal en antena. Al recibir señal el circuito funciona de la forma que ya se ha explicado para la figura 10.27.

A título orientativo, y con el fin de que el lector se forme una idea de la eficacia del circuito de la figura 10.28, en la tabla 10.1 se indican las medidas de distorsión con y sin el diodo estabilizador, para distintos valores de la intensidad de campo con una señal de 1 MHz, modulada con una de BF de 1 kHz al 30 %. En esta tabla se puede ver que con el circuito de CAG adicional disminuye la distorsión y aumenta el nivel de la salida de audio al no producirse saturación.

CAG EN RADIORRECEPTORES DE FM

Hasta aquí se ha considerado siempre que la tensión del CAG se deriva del detector de un radioreceptor de AM. En el caso de radioreceptores de FM el sistema utilizado es el mismo, aunque lógicamente la tensión del CAG se extrae del discriminador de relación. De este modo, el discriminador de relación es muy apropiado para disponer de una polarización negativa para aplicar a algunos de los transistores de las etapas amplificadoras de RF o de FI y conseguir así un CAG.

Generalmente, en los radioreceptores de FM se suele adoptar el sistema de los diodos amortiguadores, descrito en un apartado anterior, por lo que no creemos necesaria una explicación adicional.

Señal	Tensión alterna en el detector		Distorsión medida en la resistencia de carga	
	Sin diodo	Con diodo	Sin diodo	Con diodo
50 $\mu\text{V/m}$	60 mV	60 mV	10 %	13 %
100 $\mu\text{V/m}$	100 mV	110 mV	7 %	12 %
500 $\mu\text{V/m}$	200 mV	215 mV	8,5 %	14,5 %
1 mV/m	240 mV	220 mV	15 %	10 %
5 mV/m	50 mV (sat.)	220 mV	25 %	10 %
10 mV/m	50 mV (sat.)	240 mV	32 %	11 %
50 mV/m	50 mV (sat.)	270 mV	47 %	8,5 %
100 mV/m	50 mV (sat.)	370 mV	52 %	1 %

Tabla 10.1 Medidas de distorsión con y sin diodo estabilizador en la figura 10.28.

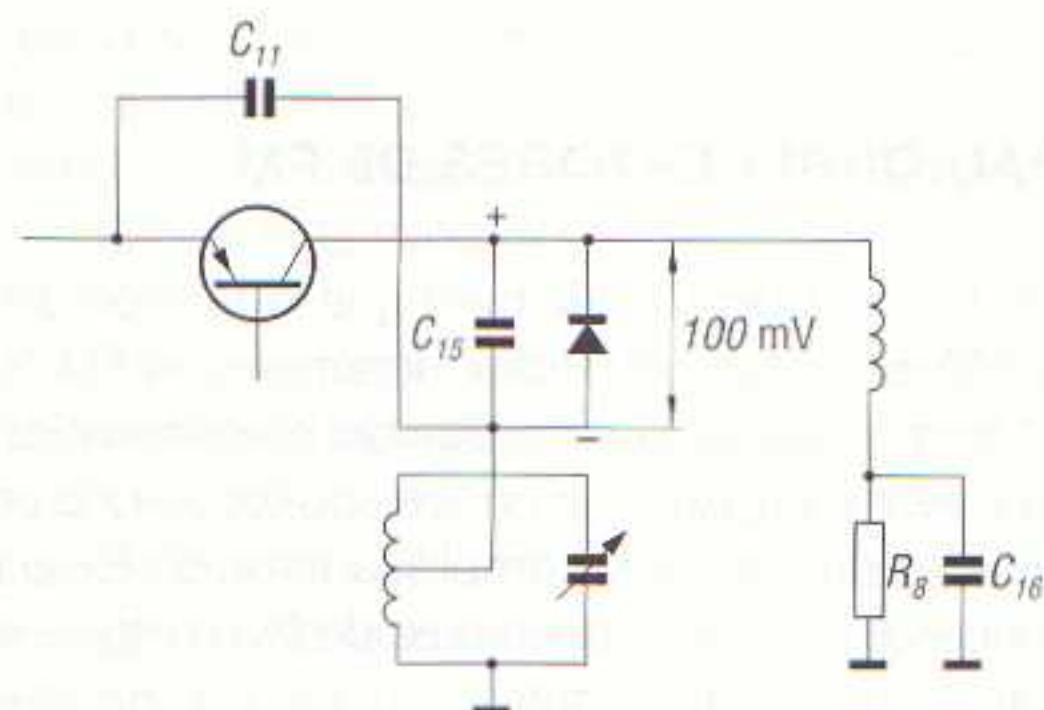
EJEMPLO DE CAG EN UN RADIORRECEPTOR AM/FM

En la figura 10.30 se ha dibujado el esquema correspondiente a un radioreceptor AM/FM transistorizado, desde el circuito de antena hasta la obtención de la señal de audio.

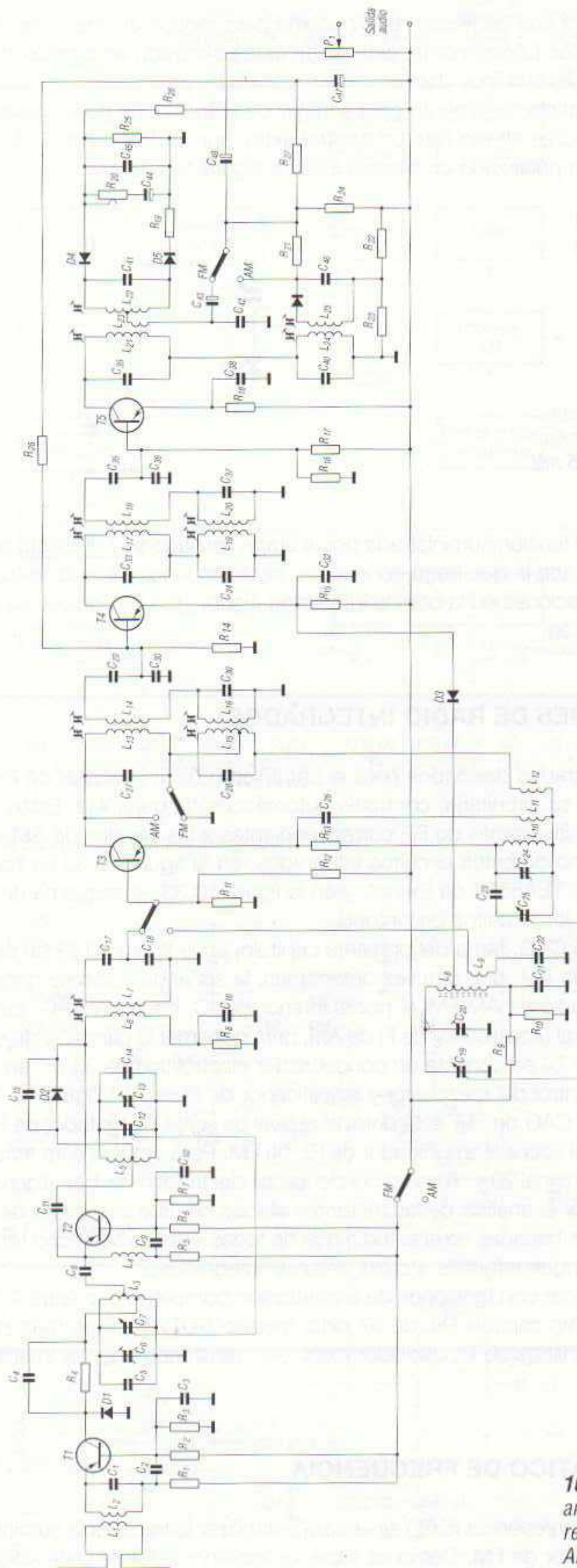
En AM se gobierna la ganancia del primer transistor de FI y el amortiguamiento del circuito de antena. Este último comienza a actuar cuando la relación señal/ruido es de 26 dB. El diodo D_3 pasa a conducir y amortigua el circuito de antena. Así pueden manejarse intensidades de campo de 1 a 2 V/m sin que se produzca saturación en los transistores.

En FM, con los condensadores de sintonía de los primarios de los transformadores de FI, la influencia de la variación de capacidad con el nivel de la señal alterna queda reducida al mínimo. Por este motivo no es necesario un CAG sobre las etapas de FI.

Sin embargo, el mezclador puede saturarse si no se toman precauciones y, además, la señal del oscilador puede quedar modulada en frecuencia con una señal de FI de elevado valor en el colector, principalmente al sintonizar. En este caso el CAG se realiza conectando un diodo amortiguador en paralelo con el primario del primer transformador pasabanda de FI, lo cual limita la tensión de esta señal en el colector del transistor oscilador-mezclador (figura 10.29).



10.29 El diodo amortiguador, en paralelo con el primario del primer transformador de FI, limita la tensión de FI en el colector del transistor oscilador-mezclador.

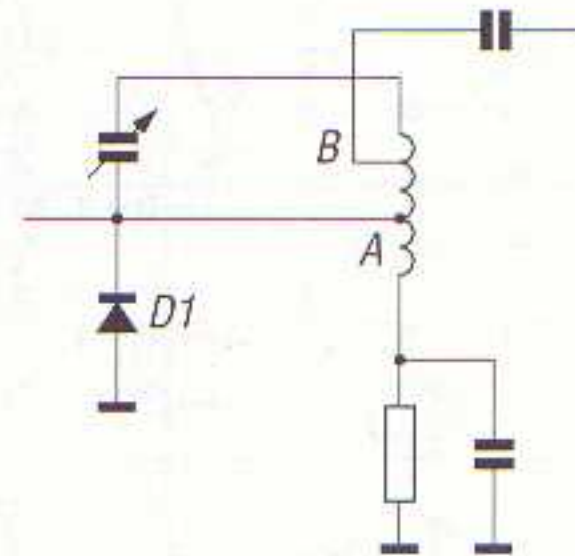


10.30 Esquema, sin la parte amplificadora de audio, de un receptor transistorizado para AM/FM con CAG.

El diodo se conecta a una derivación de la bobina para reducir al mínimo la influencia sobre la característica del oscilador. Lógicamente, este diodo está polarizado en sentido inverso cuando no se reciben señales o éstas son muy débiles.

Este control opera satisfactoriamente para señales de entrada que no excedan de 15 mV. Para señales de entrada mayores se requiere un control extra, suministrado por el diodo *D1*, en el circuito interetapa, también polarizado en sentido inverso (figura 10.31).

10.31 El diodo *D1* proporciona un control extra para el manejo de señales por encima de 15 mV.



Con objeto de que la tensión suministrada por la etapa osciladora, y que está presente en la entrada del mezclador, no sea la que haga conducir al diodo en lugar de la de entrada, se conectan los puntos *A* y *B* a derivaciones en la bobina interetapa (figura 10.31). Con ello se aumenta, al mismo tiempo, la preselección.

CAG EN RECEPTORES DE RADIO INTEGRADOS

Todos los circuitos integrados diseñados para el tratamiento de las señales de RF de un receptor de radio incorporan, en su circuitería, controles automáticos de ganancia. Estos controles suelen ser independientes para las etapas de RF correspondientes a las señales de AM y las de FM.

Como ejemplo de uno de estos circuitos integrados, en la figura 10.32 se ha dibujado el diagrama de bloques del IC TEA5594 de PHILIPS, y en la figura 10.33, el esquema de aplicación, en el cual no se han dibujado los circuitos de sintonía.

En lo que respecta al CAG, tema del presente capítulo, en la figura 10.32 se puede comprobar, respecto a las señales de AM, que una vez detectadas, la señal de audio se deriva por un lado al terminal 12 (salida de audio de AM/FM) y, por el interior del IC, hacia un CAG, cuya salida se aplica al mezclador de AM y al amplificador de FI de AM, para gobernar la ganancia de estas dos etapas. Entre los terminales 15 y 24 se conecta un condensador electrolítico de 33 μ F, en cuyos bornes se obtiene la tensión de control del mezclador y amplificador de FI de AM (figura 10.33).

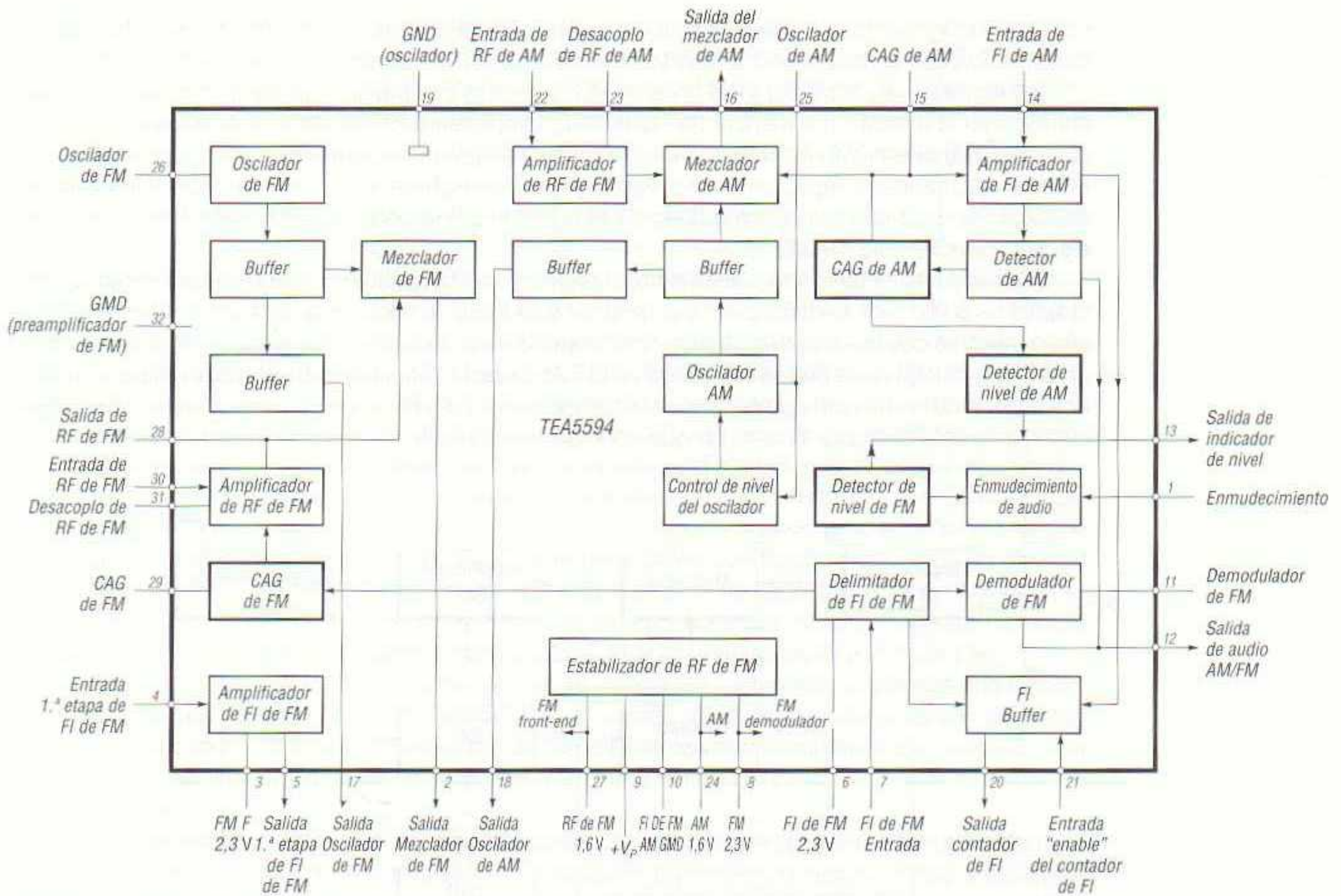
En lo que se refiere al CAG de FM, éste detecta el nivel de señal del limitador de FI de FM, aplicando una tensión de control sobre el amplificador de RF de FM. Para obtener esta tensión de control se debe conectar entre el terminal 29 y masa un condensador electrolítico de 1 μ F (figuras 10.32 y 10.33).

Aconsejamos al lector el análisis de las restantes etapas de este integrado, de lo cual deducirá sus propias conclusiones basadas en el estudio que de todas ellas se ha hecho en los capítulos anteriores de esta obra aunque referidas a otros circuitos integrados.

Este IC puede funcionar con tensiones de alimentación comprendidas entre 2,7 y 15 V, presentándose en el comercio en cápsula DIL de 32 *pins*, modelo SOT232. Para más información sobre las características de los filtros de FI, oscilador local, etc., remitimos al lector interesado al fabricante del circuito integrado.

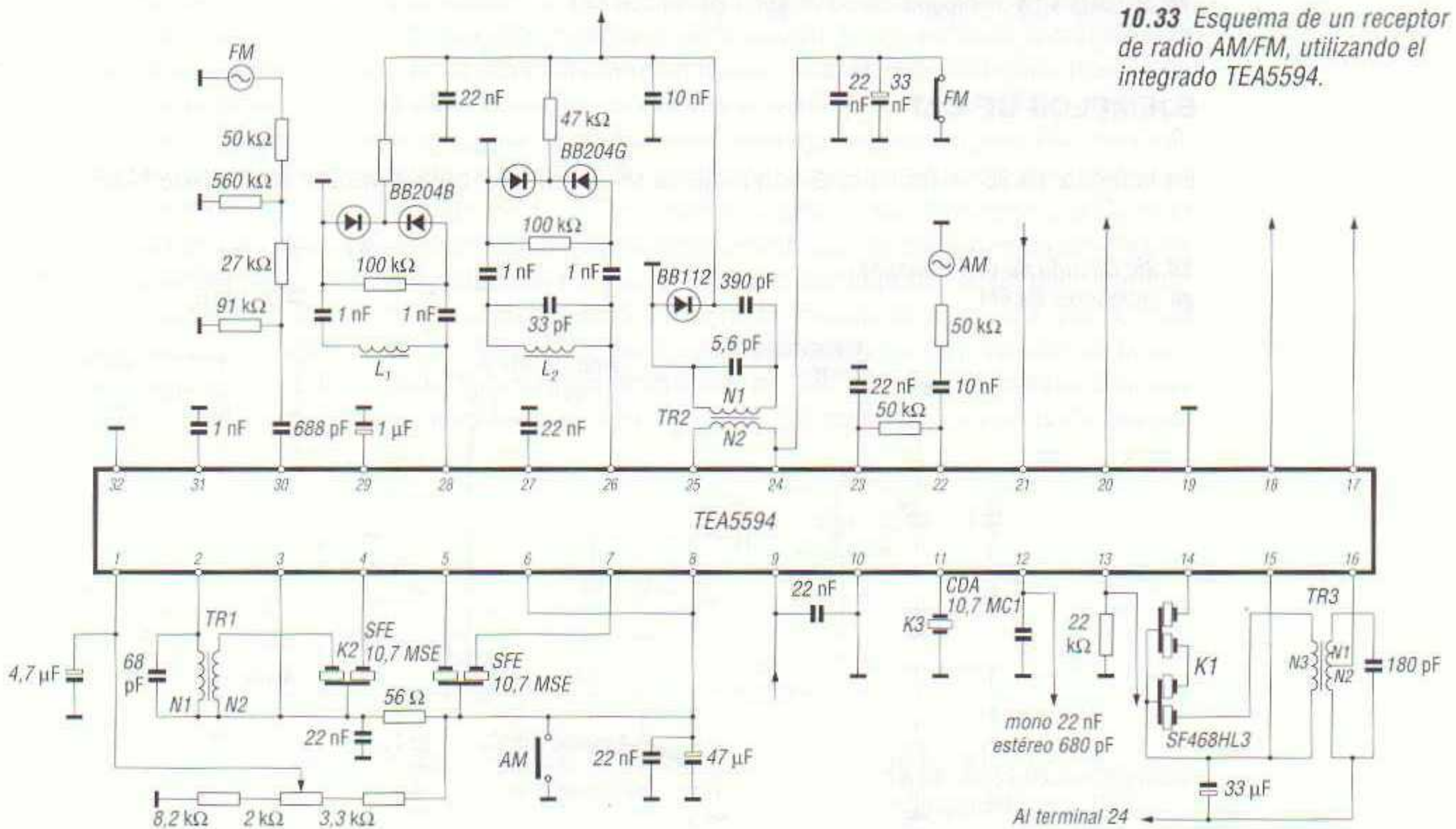
CONTROL AUTOMÁTICO DE FRECUENCIA

El *control automático de frecuencia* (CAF) sirve para estabilizar la frecuencia suministrada por el oscilador local en un receptor de FM. Como se sabe, el oscilador local de una radio de FM funciona



10.32 Diagrama de bloques del circuito integrado TEA5594.

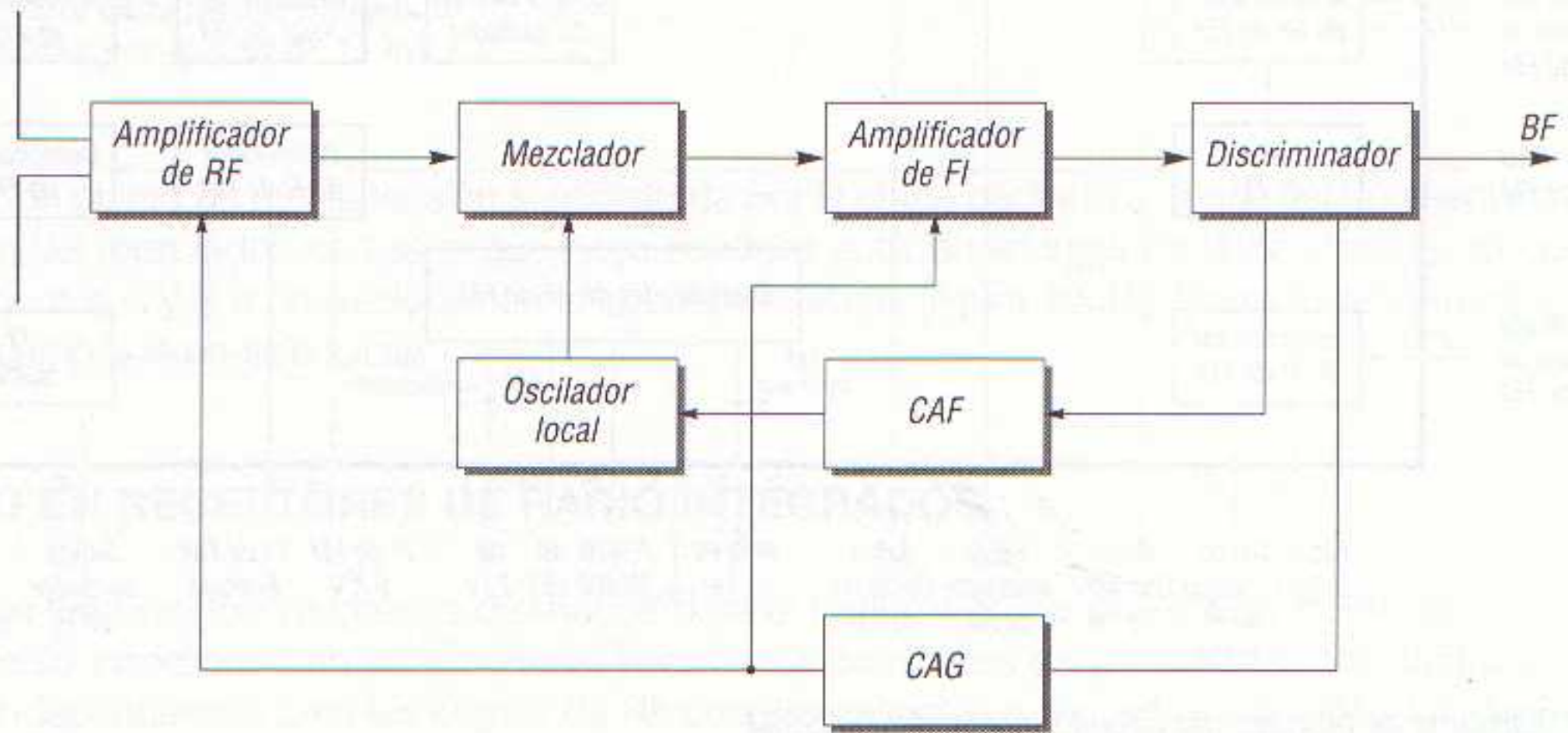
10.33 Esquema de un receptor de radio AM/FM, utilizando el integrado TEA5594.



con una frecuencia mucho mayor que la del oscilador local de una radio de AM. En AM el oscilador local funciona en un rango de 1 a 2 MHz, mientras que en FM lo hace entre 98,7 y 118,7 MHz.

La frecuencia del oscilador local tiene en FM tendencia a cambiar lentamente con los pequeños cambios en la tensión, o a medida que cambia la temperatura del receptor. Este cambio se conoce como *desplazamiento de la frecuencia*. Al producirse un desplazamiento de la frecuencia por los motivos apuntados, el receptor se desintoniza y la señal recibida se distorsiona. Para evitar esto se añade al receptor un control automático de frecuencia, por la señal de audio presente en la etapa discriminadora (figura 10.34).

Si la radio se sintoniza adecuadamente, el promedio de las fluctuaciones positivas y negativas de la señal de audio será idéntico, pero si el receptor está fuera de frecuencia, las fluctuaciones positivas serán mayores que las negativas, o viceversa, dependiendo de que el receptor se desintonice por encima o por debajo de la frecuencia deseada. El CAF detecta esta condición desbalanceada y genera una tensión de corrección que se aplica al oscilador local. La tensión de corrección hace variar la frecuencia de este oscilador local hasta que retorna correctamente al centro de la banda de FI.

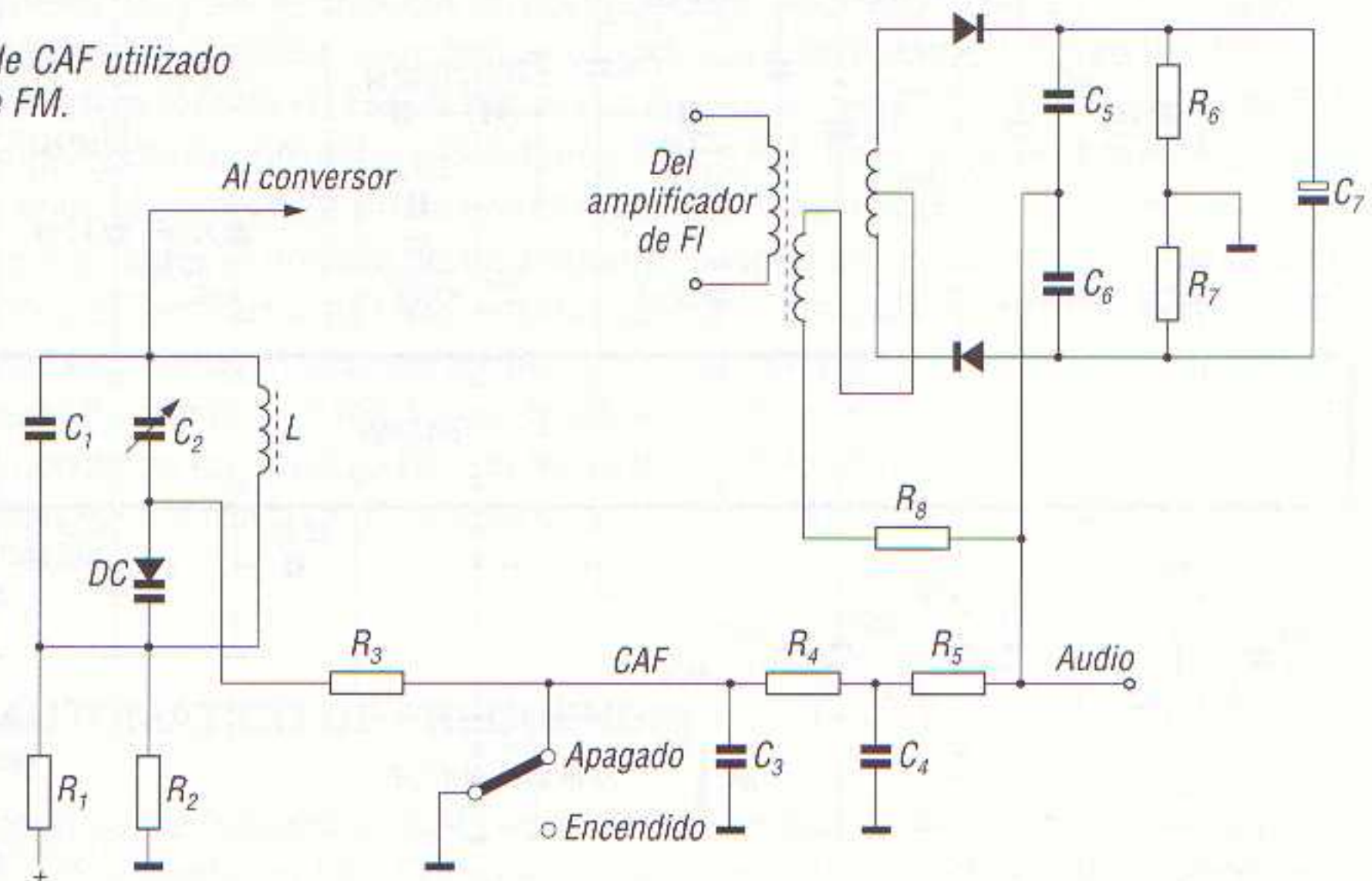


10.34 Diagrama de bloques de un receptor de FM con CAF.

EJEMPLOS DE CAF

En la figura 10.35 se muestra el esquema de un típico CAF para receptor de radio de FM.

10.35 Circuito de CAF utilizado en receptores de FM.



En él, C_1 , C_2 , DC y L forman el circuito oscilante del oscilador local. DC es un diodo de capacidad variable cuya capacidad viene determinada por la tensión aplicada por la línea del CAF. Si cambia el valor de la tensión de la línea del CAF, varía con él la capacidad del diodo DC , por lo que cambia a su vez la frecuencia de resonancia del circuito oscilante.

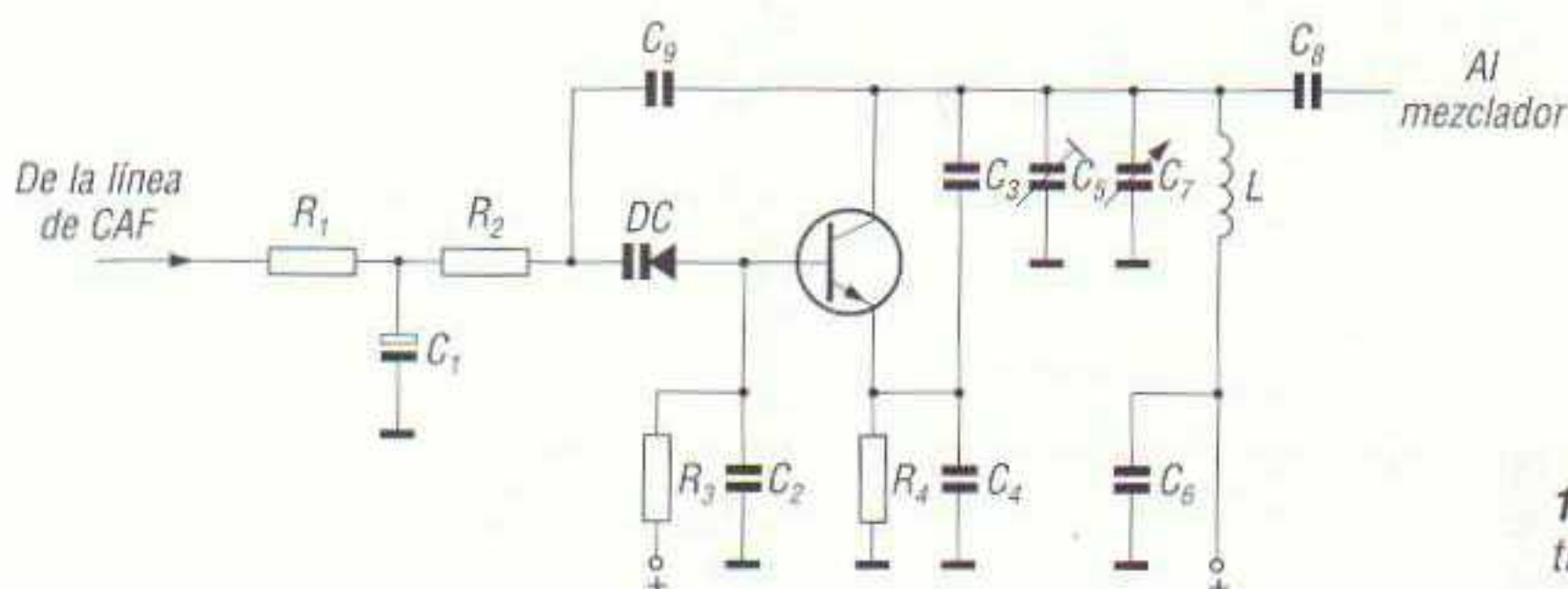
Cuando el interruptor del CAF está en la posición de *apagado*, el diodo DC recibe tensión inversa, ya que la polaridad positiva que actúa a través del divisor de tensión R_1, R_2 hace positivo al cátodo de DC . El ánodo de DC está conectado a masa a través de R_3 cuando el interruptor del CAF está en la posición *apagado*. Esta posición es la que debe utilizarse para el ajuste del radioreceptor, es decir, para ajustar el condensador C_1 exactamente a la frecuencia de resonancia. Una vez ajustado el oscilador local, se puede conmutar el interruptor del CAF a la posición de *encendido*. En esta posición la línea del CAF queda conectada al discriminador o detector de relación del receptor a través de la línea de filtro formada por C_3 , C_4 , R_4 y R_5 . A la frecuencia de reposo o frecuencia central de 10,7 MHz la tensión de salida del discriminador es de 0 V; por tanto, a la frecuencia central la salida del discriminador actúa como si el interruptor del CAF estuviese en la posición de *apagado*.

En esta circunstancia, supóngase ahora que la frecuencia del oscilador local cambia de valor debido a un cambio de la temperatura o de la tensión, por ejemplo, aumentado su valor. Como consecuencia, aumenta el valor de la FI, lo cual es detectado por el discriminador, produciendo una tensión positiva en el punto de unión de C_5 con C_6 . Esta tensión positiva es filtrada por la línea de filtro del CAF y se aplica al diodo de capacidad variable. La tensión positiva hace que el diodo aumente su capacidad, con lo cual baja el valor de la frecuencia de resonancia del circuito oscilante, haciendo así que la frecuencia central recupere el valor de 10,7 MHz correspondiente a la FI de FM.

Si el oscilador tiende a disminuir su frecuencia de resonancia, entonces se produce una tensión negativa en el discriminador, la cual se aplica al diodo varicap. El diodo disminuye así su capacidad y, como consecuencia, aumenta la frecuencia de resonancia del circuito oscilante. En cualquier caso el oscilador sufre un cambio de frecuencia, de forma que la señal de 10,7 MHz de la FI se mantiene en su valor exacto.

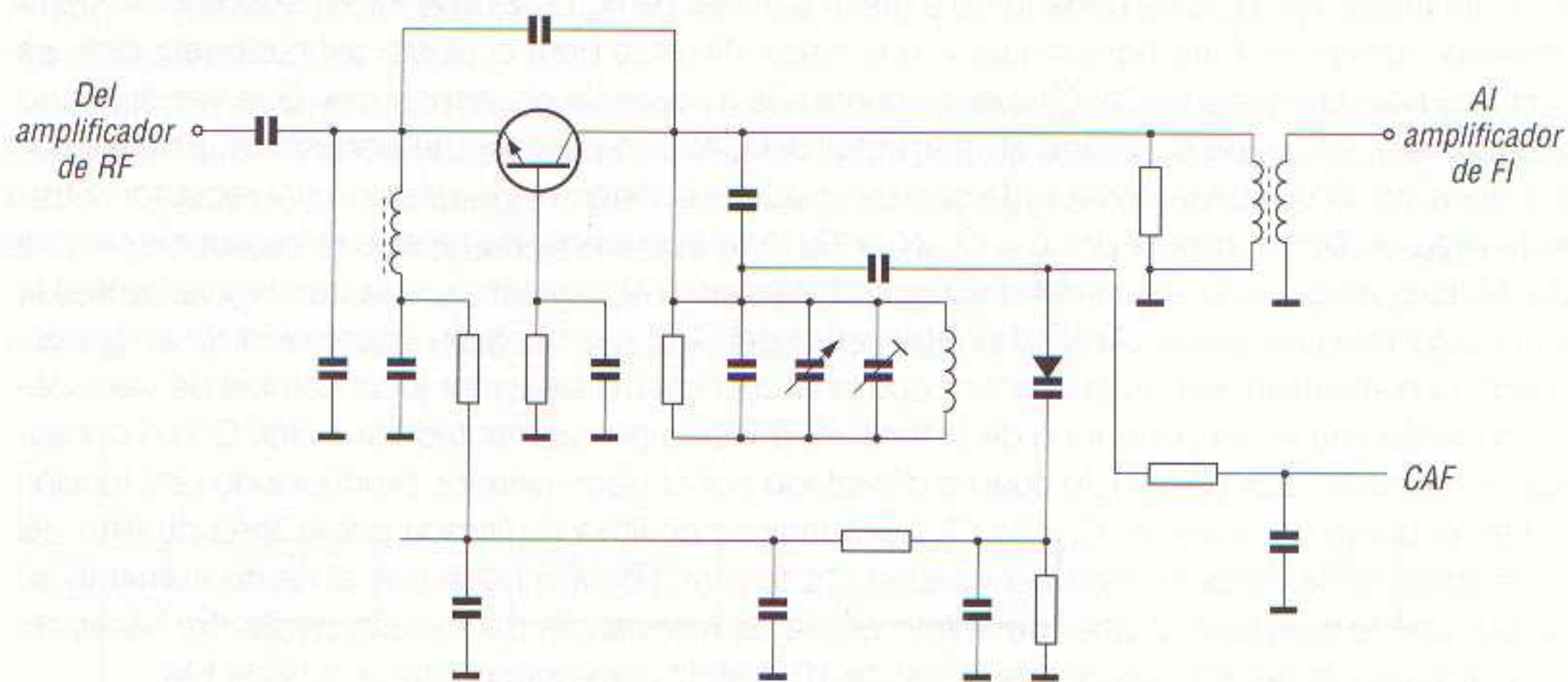
Cuando se sintoniza un radioreceptor dotado de CAF, es importante que el interruptor del CAF esté en la posición *apagado*, ya que si está en la posición *encendido*, el circuito tiende a sintonizar la emisora aun cuando el circuito de sintonía de antena no esté sintonizado exactamente a la frecuencia de la emisora. El resultado de esto es que el CAF no ejerce un control completo y la emisora puede quedar fuera de sintonía si la frecuencia del oscilador local varía ligeramente. Si el interruptor del CAF se dispone en la posición de *apagado* durante la sintonización de una emisora, entonces ésta puede centrarse con cero voltios en el discriminador, los cuales se aplican al CAF para que actúe sobre el circuito oscilante al producirse cualquier cambio en el valor de la frecuencia del oscilador.

En la figura 10.36 puede ver el esquema de un oscilador local transistorizado para FM con CAF. El circuito oscilante está en el circuito de colector del transistor; y la realimentación se obtiene por el divisor de tensión capacitivo formado por C_3 y C_4 . El condensador C_5 es un *trimmer* y el C_7 en el de sintonía del circuito oscilante, el cual está unido mecánicamente por su eje con el de sintonía de la etapa amplificadora de RF. Las resistencias R_1 , R_2 , R_3 y R_4 son las de polarización del transistor. Las resistencias R_1 y R_2 , junto con el condensador C_1 , forman la línea de filtro del CAF, con lo cual se asegura que sólo se aplique un nivel de tensión continua desde esta línea. Si la tensión en el discriminador varía, se modifica el valor de la tensión en la línea del CAF, con lo cual cambia a su vez la capacidad del diodo DC , el cual está en serie con C_9 . Tanto DC como C_9 forman parte del cir-



10.36 Etapa osciladora local transistorizada con CAF.

cuito oscilante, ya que C_2 coloca la base del transistor a masa para la RF, por lo que C_9 , DC y C_2 quedan en serie entre sí y en paralelo con los condensadores del circuito oscilante. De esta forma cualquier variación en la tensión de la línea del CAF que afecte a la capacidad de DC afecta a su vez a la frecuencia del circuito resonante del oscilador local. La frecuencia de salida se aplica al mezclador a través del condensador C_8 .



10.37 Etapa mezcladora autoosciladora con CAF.

Para finalizar, en la figura 10.37 se muestra el esquema de un mezclador-oscilador con CAF. El funcionamiento de este circuito es similar al antes descrito, ya que la tensión del CAF aplicada al diodo de capacidad variable hace variar la capacidad de éste y, como se encuentra en paralelo con el circuito oscilante, cambia a su vez la frecuencia del oscilador local.

Decodificador estereofónico

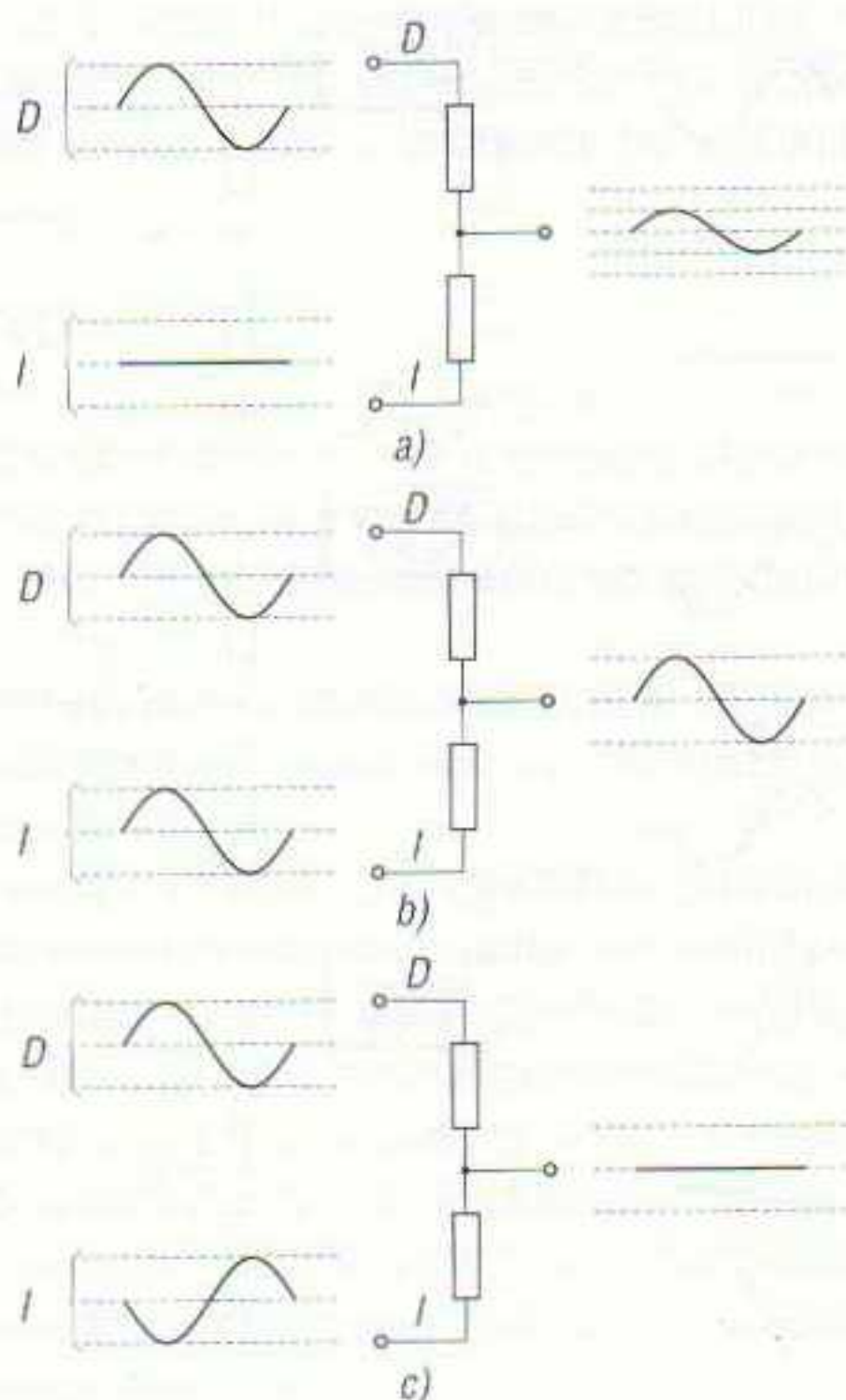
INTRODUCCIÓN

Las emisiones estereofónicas se iniciaron en Estados Unidos en 1961. El sistema utilizado en aquellas fechas fue ideado por las empresas GENERAL ELECTRIC y ZENITH, y se denominó *sistema de frecuencia piloto*. Este sistema de emisión cumple con el requisito del Comité Federal de Comunicaciones, que exigía para la concesión de licencias de emisiones en estéreo el que éstas fuesen compatibles con la recepción en aparatos monofónicos y el que se utilizase un solo transmisor.

El sistema de frecuencia piloto utiliza, por tanto, un único transmisor y su recepción puede realizarse tanto en aparatos estereofónicos como monofónicos. En Europa se adoptó el sistema norteamericano sin más variante que la preénfasis.

SEÑAL SUMA Y SEÑAL DIFERENCIA

Se dice en el apartado anterior que el sistema de emisión estereofónica debe ser compatible con su recepción en aparatos monofónicos. Para ello la señal mono debe ser la mezcla de los dos canales (derecho e izquierdo), los cuales denominamos a partir de ahora D e I respectivamente. La mezcla de los canales D e I se denomina *señal suma* de canales.



11.1 Representación gráfica de los tres casos posibles en la suma de señales D e I.

En la figura 11.1 se comprueba que esta señal suma se produce uniendo las señales de ambos canales en dos resistencias de igual valor óhmico. En el punto de unión de estas resistencias se obtiene la señal suma. En esta figura se han dibujado los tres casos que pueden darse en esta suma.

La figura 11.1a corresponde al caso de que el canal D esté excitado y el I no. En este supuesto, y debido a que las dos resistencias son iguales, en el punto de unión de éstas se obtiene una señal de igual forma que la de la señal aplicada pero con la mitad de amplitud, puesto que se trata de un divisor de tensión por 2.

La figura 11.1b corresponde al supuesto de que ambos canales estén excitados con señales de igual amplitud y fase; por ejemplo, el proporcionado por un instrumento musical en el centro de la orquesta, el cual activa por igual los micrófonos de los dos canales. En este caso la tensión en el punto de unión de las dos resistencias tiene un valor de amplitud y de fase igual a cualquiera de las dos señales.

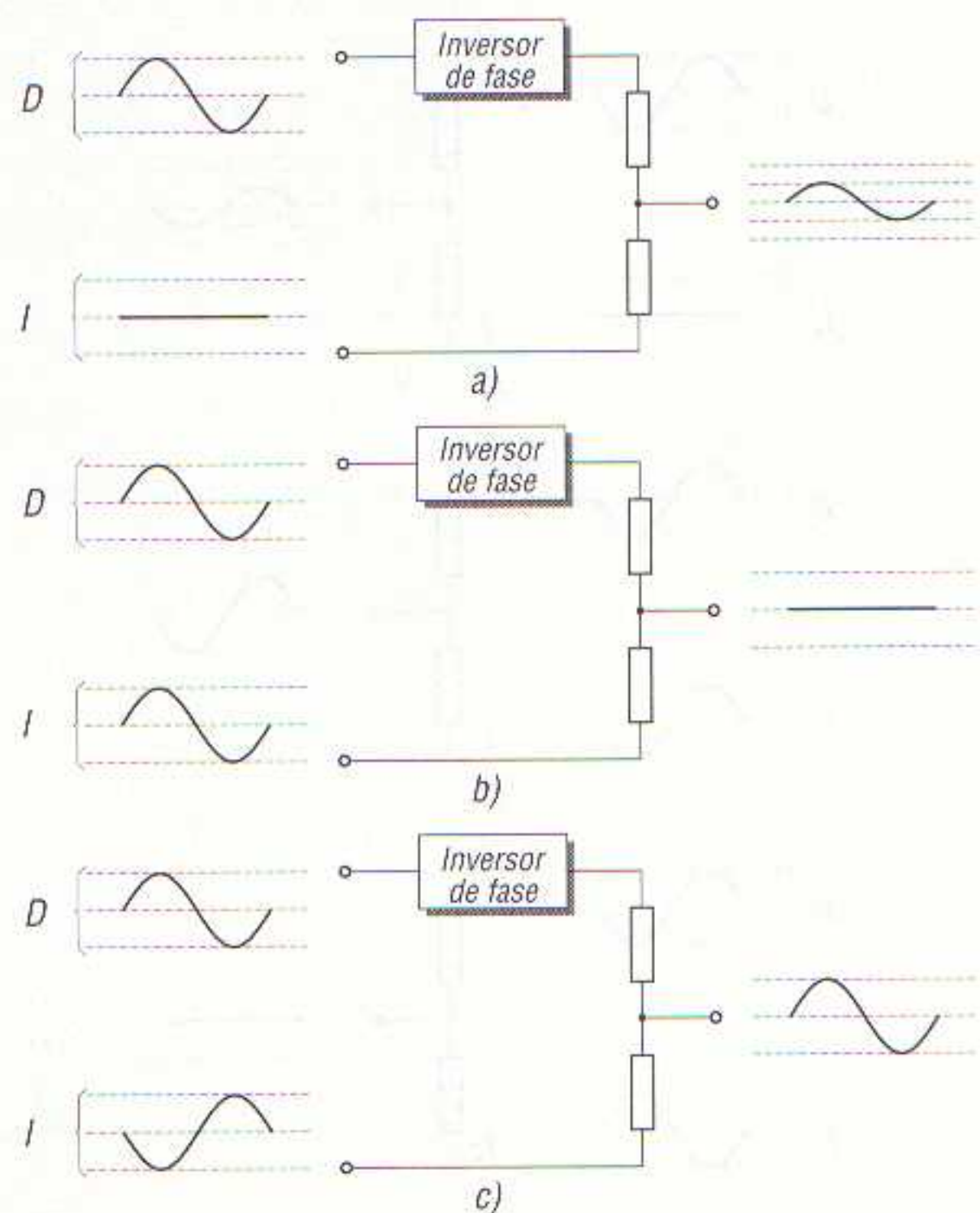
Finalmente, la figura 11.1c representa el caso de que las señales de los canales tengan la misma amplitud pero que estén opuestas en fase. En este tercer caso la suma de los valores instantáneos de las dos señales es nulo, puesto que, cuando una crece positivamente, la otra lo hace negativamente. Además, en el punto de unión de las resistencias no se tiene tensión alguna.

Estas señales resultantes son las que se obtienen en un receptor monofásico cuando recibe señales de una emisora que transmite en estéreo, por lo que el sistema es compatible. En el caso de una recepción estereofónica es preciso que el receptor sea capaz de separar las componentes de la señal suma. Para ello se envía una señal ultrasónica que permite que el receptor diferencie, en cada instante, las señales de uno y otro canal. Esta *señal diferencia* se puede obtener sumando ambos canales con uno de ellos cambiado de signo, es decir, en oposición de fase.

En efecto, si se suman los canales D e I cambiando el signo del canal I, se tiene:

$$D + (-I) = D - I$$

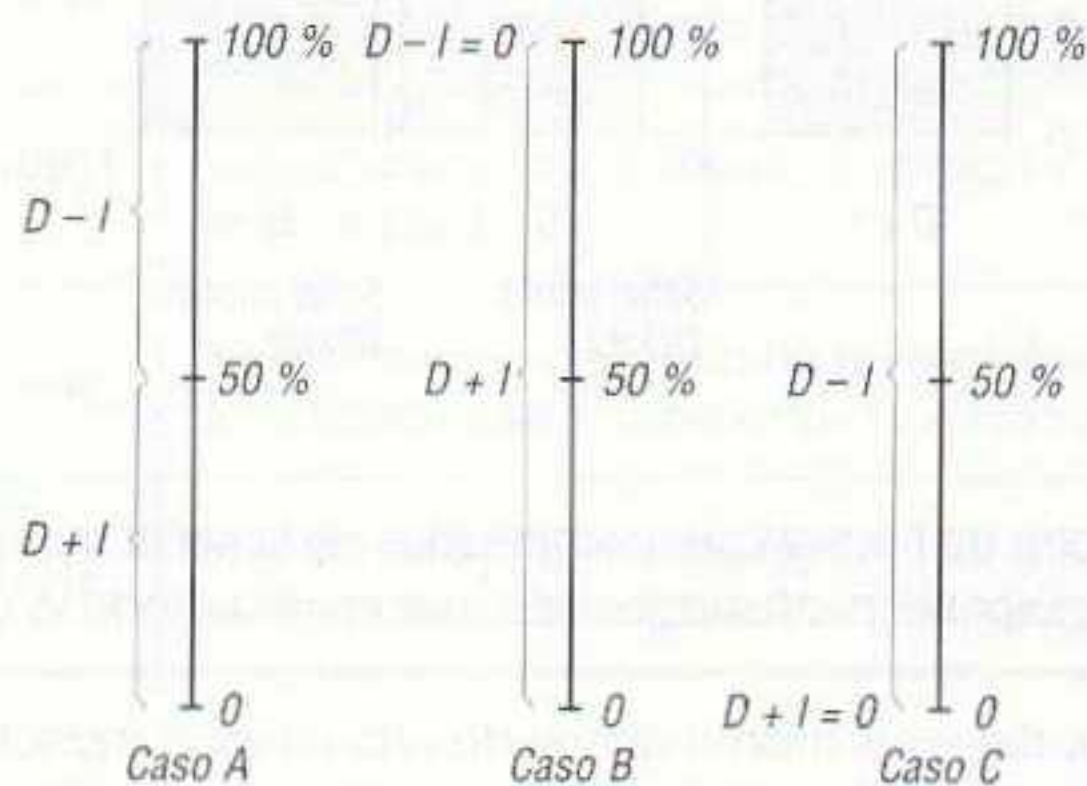
Como se puede comprobar, el proceso sigue siendo una suma, pero, al cambiar el signo del canal I, el resultado es igual a la señal diferencia $D - I$. Para cambiar el signo del canal I (o del D) basta con invertir su fase mediante un inversor de fase. En la figura 11.2 se repiten los mismos supuestos que en la figura 11.1, pero invirtiendo el signo del canal D mediante un inversor de fase.



11.2 Al añadir un inversor de fase en la línea del canal D, en la salida se obtiene la señal diferencia.

En el caso de la figura 11.2, cuando las señales de ambos canales son iguales en amplitud y fase (figura 11.2b), se obtiene una señal de salida nula, a diferencia del caso de la figura 11.1b, en el que la amplitud es máxima. Esto es lógico ya que al ser iguales ambas señales, pero con fases opuestas, la suma es nula. En el caso de la figura 11.2c existe la máxima diferencia entre canales y la señal diferencia tiene la máxima amplitud. En las figuras 11.1a y 11.2a (es decir, tanto en la suma como en la diferencia) la señal de salida tiene la mitad de la amplitud del canal excitado.

De lo expuesto se deduce que en el caso de una señal de gran intensidad ésta puede modular a la máxima excursión, ya que, si en un momento dado ambos canales son iguales, la señal suma será máxima y la señal diferencia será nula y viceversa, por lo que no es necesario dejar un espacio para esta última.



11.3 Profundidades de modulación para cada uno de los casos expuestos en las figuras 11.1 y 11.2.

La señal diferencia no se transmite como tal, sino que se hace en forma de una subportadora ultrasónica modulada en amplitud, por lo que, al unirla a la señal suma para modular al emisor de FM la amplitud de la señal diferencia, en forma ultrasónica, se añade a la de la señal suma.

En la figura 11.3 se han dibujado las profundidades de modulación de los tres casos de las figuras 11.1 y 11.2. El valor máximo de excursión (del 100 %) corresponde, en la figura 11.3, a los ± 75 kHz normalizados para las emisiones de FM. Como se puede apreciar, ambas señales coexisten sin necesidad de aumentar la excursión de ± 75 kHz.

SEÑAL PILOTO

Se dice, en el apartado anterior, que la emisora transmite una subportadora ultrasónica que es portadora de la señal diferencia. Esta subportadora se suprime en la emisión, al igual que las portadoras de AM y FM, transmitiéndose sólo las bandas laterales, que justamente son la señal diferencia $D - I$.

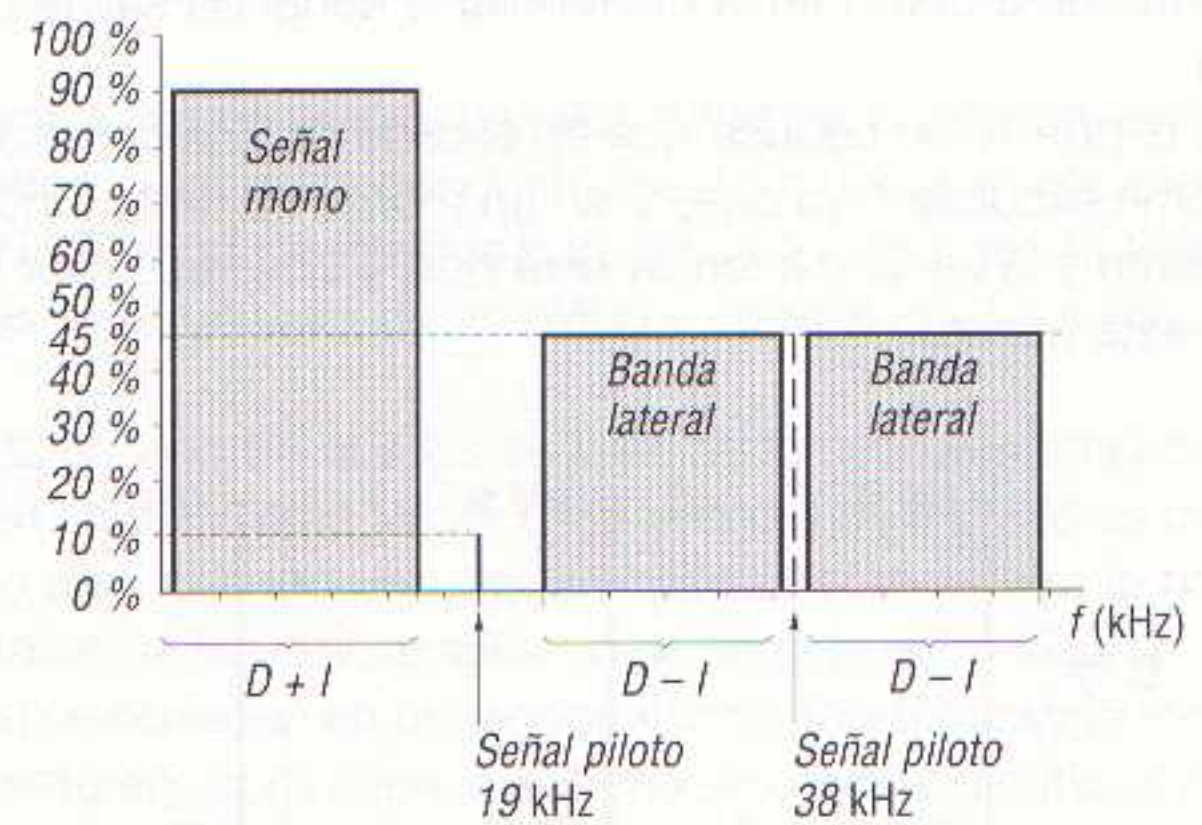
Resulta necesario que el receptor conozca, en todo momento, las características de fase y frecuencia de la subportadora suprimida, con el fin de que pueda realizar una correcta detección de la señal diferencia $D - I$.

Para que el receptor pueda conocer estas características de fase y frecuencia, las emisoras de FM en estéreo transmiten continuamente una *señal piloto*, la cual posee una frecuencia igual a la mitad de la subportadora ultrasónica suprimida. Esta señal piloto se transmite con un nivel bajo (de tan sólo el 10 % del nivel de la señal monofónica), con el fin de que afecte lo menos posible a la señal mono o señal $I + D$. En este caso la señal $I + D$ alcanza sólo el 90 %. En la práctica se reduce solamente 1 dB la profundidad de modulación de una emisora estéreo con respecto a una monofónica, para dar cabida a la señal piloto. La señal piloto, una vez detectada en el receptor, se dobla en frecuencia, con lo cual se regenera la subportadora y, con ello, se pueden detectar las bandas laterales de la señal diferencia $D - I$.

SEÑAL MULTIPLEX

El conjunto de todas las señales que componen una emisión de radio estereofónica recibe el nombre de *señal multiplex* (abreviadamente MPX) o *señal compuesta*.

11.4 Espectro de frecuencias y amplitudes de una señal multiplex.



En la figura 11.4 se ha dibujado el espectro de frecuencias y amplitudes de la señal multiplex. Con respecto a esta figura deben hacerse las siguientes puntualizaciones, resumen de todo lo expuesto:

- El ancho de banda de la señal de audio es el mismo que el de una emisión monofónica, es decir, de 30 a 15.000 Hz. Por lo tanto, la señal mono (o señal suma $D + I$) ocupa hasta 15 kHz por encima de la portadora.
- A continuación se encuentra la señal piloto, de 19 kHz, la cual regenera en el receptor la subportadora de 38 kHz.
- La señal diferencia ($D - I$) precisa el doble espacio, ya que aparece como una banda lateral por encima y otra por debajo de la subportadora. La banda lateral inferior no debe interferir ni a la señal suma ni a la señal piloto, por lo que la frecuencia más baja de esta banda es de 23 kHz, resultado de restar a los 38 kHz de la subportadora los 15 kHz del ancho de banda de audio de esta señal.
- Para reducir al mínimo las posibilidades de interferencias entre la señal piloto y las señales $D + I$ y banda lateral inferior de $D - I$, se elige la citada frecuencia de 19 kHz para la señal piloto, puesto que este valor de frecuencia se encuentra centrado entre la frecuencia máxima de audio, de 15 kHz de la señal mono, y los 23 kHz de la frecuencia mínima de la banda lateral inferior de la señal diferencia.
- La suma de los porcentajes de cada espectro parcial es del 90 %, con el fin de dejar un 10 % para la señal piloto, por lo que la profundidad de modulación de las señales de BF, de audio, en una emisión en estéreo es un 10 % inferior (1 dB) con respecto a la de una emisión monofónica.

A partir de la portadora, las frecuencias clave de la señal multiplex son las que podemos observar en la tabla 11.1.

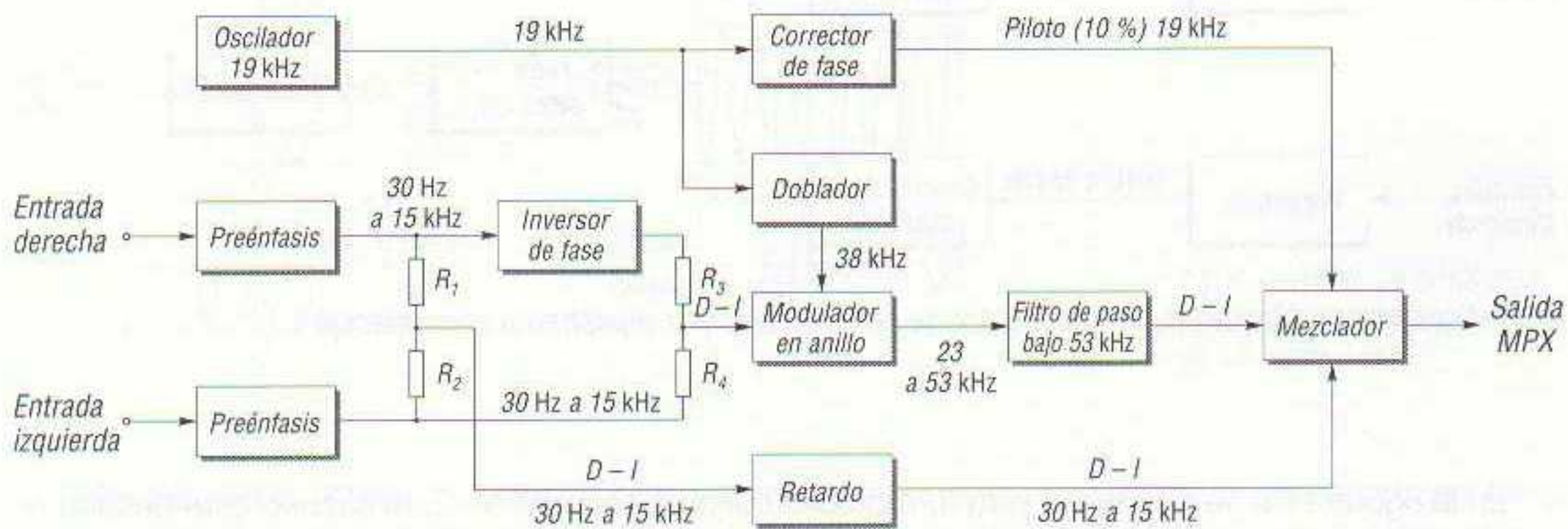
Finalmente, cabe decir que los dos subcanales ($D - I$) modulados con 38 kHz no podrán superar el 45 % de modulación, ya que en la subportadora están presentes las dos bandas laterales y su suma no puede sobrepasar el 90 % de modulación por los motivos ya apuntados.

OBTENCIÓN DE LA SEÑAL MPX

Aunque este libro está orientado exclusivamente al estudio de los receptores de radio, hemos creído conveniente exponer, de forma general, cómo se obtiene la señal MPX en una emisora, ya que ello permite comprender mejor cómo se decodifica luego dicha señal en el receptor. Para este es-

30 Hz	Inicio del ancho de banda de la señal mono, o señal suma $D + I$.
15 kHz	Final del ancho de banda de la señal mono, o señal suma $D + I$.
19 kHz	Señal piloto.
23 kHz	Inicio del ancho de banda de la señal diferencia $D - I$ de la banda lateral inferior de la subportadora.
37,97 kHz	Final del ancho de banda de la señal diferencia $D - I$ de la banda lateral inferior de la subportadora.
38 kHz	Subportadora (suprimida en la emisión y regenerada en el receptor).
38,03 kHz	Inicio del ancho de banda de la señal diferencia $D - I$ de la banda lateral superior de la subportadora.
53 kHz	Final del ancho de banda de la señal diferencia $D - I$ de la banda lateral superior de la subportadora.

Tabla 11.1 Frecuencias clave de la señal multiplex.



11.5 Esquema de bloques para un modulador de señal estéreo.

tudio recurrimos a la figura 11.5, en la que se muestra el esquema de bloques para un modulador de señal estéreo.

Las señales de los canales derecho e izquierdo, con un paso de banda de 30 Hz a 15 kHz para cada uno de ellos, se aplican a un circuito de preénfasis, de acuerdo con las normas de radiodifusión en FM. En la salida de estos circuitos se suman las dos señales, con lo cual se obtiene la señal monofónica $D + I$ (figura 11.5). El canal derecho se aplica, a su vez, a un inversor de fase, donde la señal queda desfasada 180° . Dado que el canal izquierdo no sufre inversión de fase, en el grupo de resistencias R_3 y R_4 ambas señales se restan, obteniéndose así la señal diferencia $D - I$.

Con un oscilador de gran estabilidad se generan 19 kHz, con un error inferior a ± 1 Hz. Este oscilador acostumbra a estar controlado por un cristal de cuarzo. La señal del citado oscilador se aplica, por una parte, a un corrector de fase y, por otra, a un doblador de frecuencia, a cuya salida se obtienen 38 kHz ($19 \text{ kHz} \times 2$).

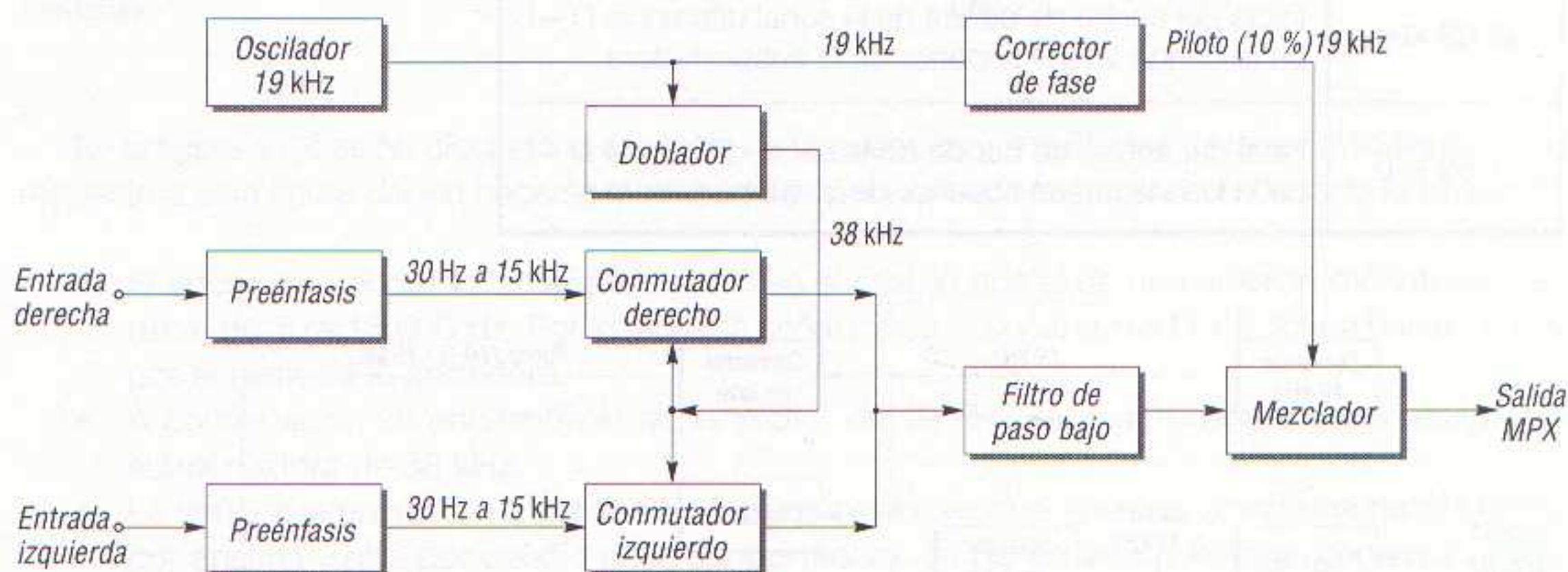
En un modulador en anillo, y mediante la subportadora de 38 kHz, se modula en amplitud y fase la señal $D - I$, resultando dos bandas laterales comprendidas desde 23 hasta 37,97 kHz y desde

38,03 hasta 53 kHz, correspondiente a la suma y diferencia de la subportadora y el subcanal D - I. La señal obtenida en el modulador en anillo se aplica a un filtro de paso bajo de 53 kHz, donde se eliminan los armónicos que puedan aparecer en la modulación.

La señal piloto se obtiene directamente del oscilador de 19 kHz y se hace pasar por un corrector de fase, de forma que cada paso por cero de la señal piloto coincida con un cero de la subportadora de 38 kHz. Así pues, en la salida del corrector de fase aparece una señal piloto que coincide en fase con la subportadora cada dos ciclos de esta última, puesto que representa un 10 % en el total de la modulación.

Dado que la señal diferencia D - I pasa por un proceso más complejo que la señal suma D + I, resulta evidente que la primera sufre un ligero retraso que es preciso corregir. Para ello, basta con hacer pasar la señal suma D + I por un circuito de retardo, obteniéndose en la salida de éste una señal coincidente con la señal diferencia.

Finalmente, las tres señales (piloto, subportadora modulada y señal suma) se aplican a un mezclador, en donde se obtiene la señal MPX que, a su vez, modulará en frecuencia a la portadora para obtener una emisión de FM estéreo.



11.6 Esquema de bloques de un modulador de señal estéreo por muestreo o conmutación.

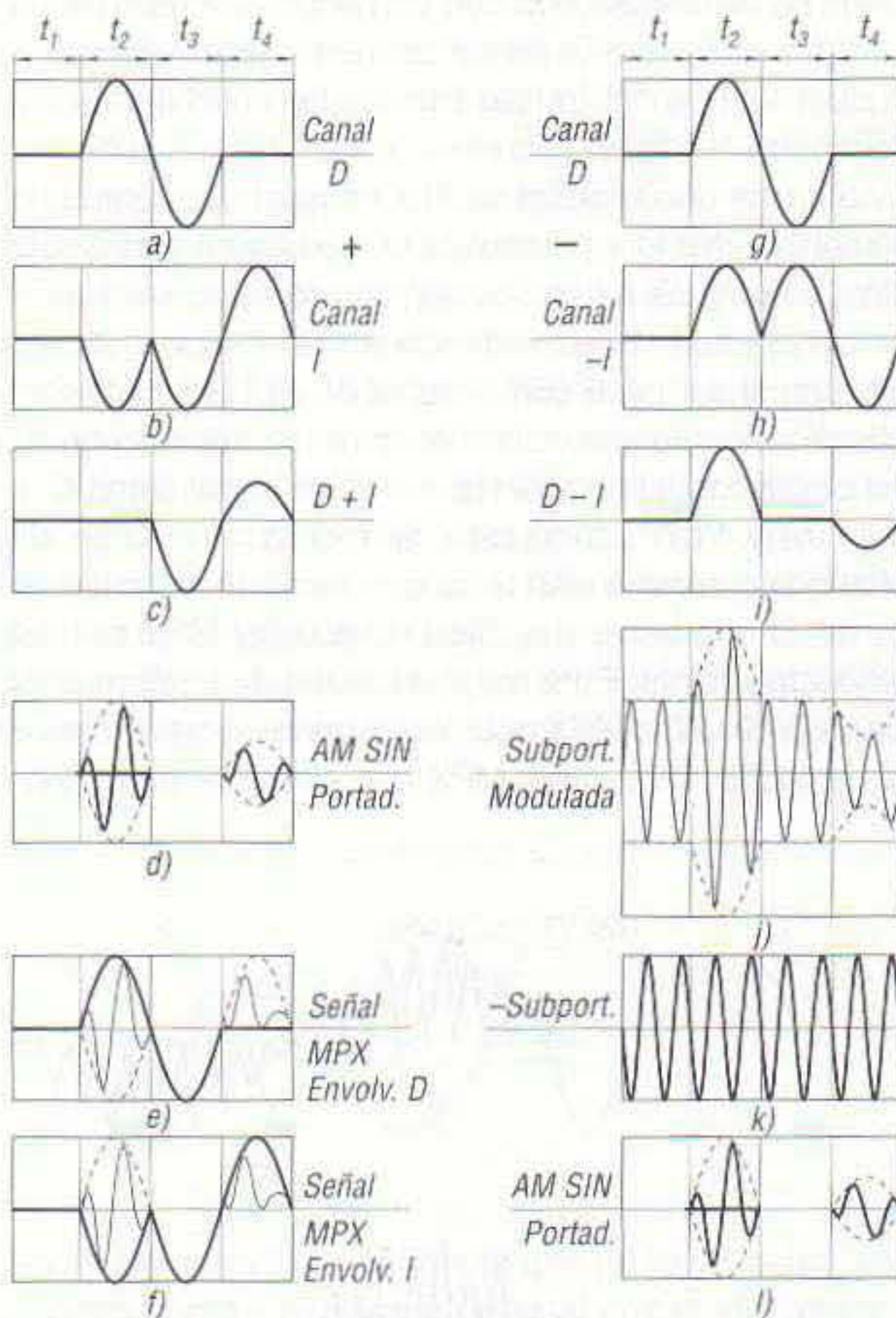
En la figura 11.6 se puede ver otra forma de obtener la señal MPX. Este circuito está basado en el principio de que la señal MPX contiene en sus envolventes las formas de onda de los canales derecho e izquierdo. Las señales de audio de los canales derecho e izquierdo se aplican, al igual que en el caso precedente, a unos circuitos de preénfasis, y de éstos a un par de conmutadores electrónicos que funcionan alternativamente, es decir, que mientras uno deja pasar la señal el otro la bloquea.

Un oscilador de 19 kHz de gran estabilidad (± 1 Hz) proporciona la señal piloto, después de pasar por un corrector de fase y, al mismo tiempo, esta frecuencia se aplica a un doblador de frecuencia para obtener la subportadora de 38 kHz. La frecuencia subportadora de 38 kHz obtenida en el doblador de frecuencia se aplica a los dos conmutadores electrónicos antes citados, de forma que gobierne la frecuencia de apertura y cierre de los mismos. En esta circunstancia, la señal de audio del canal derecho pasa a través del conmutador, y la del canal izquierdo, a masa, y viceversa. Gracias al funcionamiento de los conmutadores, en la salida de los mismos aparecen pequeños fragmentos alternados de uno y otro canal, al ritmo de 38 kHz.

Este circuito tiene la ventaja de no introducir retardos en las señales, ya que los canales D e I pasan por caminos iguales y, por lo tanto, se producen de forma automática coincidencias en amplitud y fase. Sin embargo, los componentes ultrasónicos se presentan rectangulares, o sea, con gran contenido de armónicos, por lo que para suprimirlos basta con disponer en la salida del circuito un filtro de paso bajo de 53 kHz.

FORMA DE ONDA DE LA SEÑAL MPX

Para completar el estudio de la señal MPX de una emisión estereofónica, vamos a ver a continuación cómo es la forma de onda de esta señal.



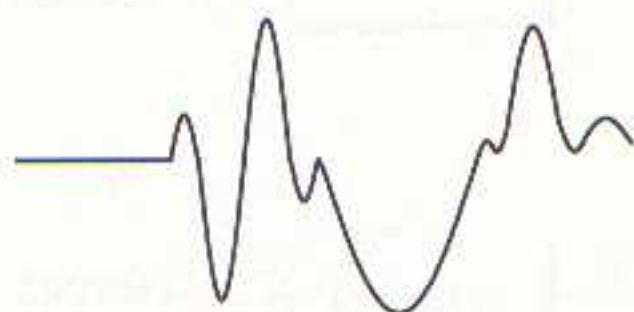
11.7 Formas de onda que aparecen en la composición de una señal MPX.

Para ello, en la figura 11.7 se han dibujado las diferentes formas de onda que aparecen en la composición de la señal MPX, prescindiendo de los 19 kHz de la señal piloto. Las señales de audio correspondientes a los canales derecho (D) e izquierdo (I) se han dibujado en las figuras 11.7a y 11.7b respectivamente. Se han elegido intencionadamente estas formas de onda, ya que corresponden a los seis casos posibles expuestos en las figuras 11.1 y 11.2. Así, durante el transcurso de tiempo t_1 no existe señal alguna ni en el canal izquierdo ni en el derecho; durante el tiempo t_2 la señal del canal derecho completa todo un semiciclo positivo; y la del canal izquierdo, un semiciclo negativo; durante el tiempo t_3 ambos canales completan un semiciclo negativo, y durante el tiempo t_4 el canal derecho no tiene señal y el izquierdo completa un semiciclo positivo.

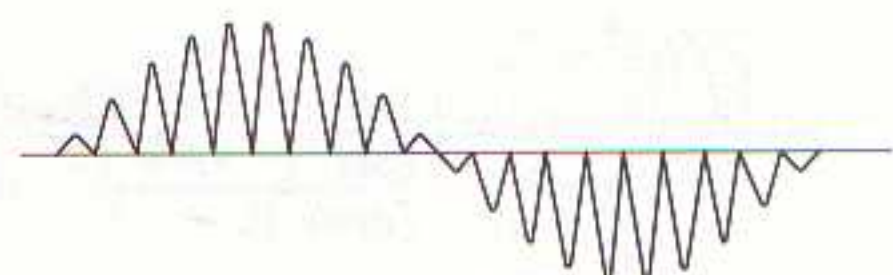
Estas señales son las que supondremos aplicadas a los circuitos de preénfasis de la figura 11.5. En el punto de unión de R_1 y R_2 de la figura 11.5 ambas señales se suman, por lo que la forma de onda de la señal en dicho punto es la que se muestra en la figura 11.7c (señal $D + I$). El inversor de fase de la figura 11.5 invierte la fase de la señal de uno de los canales. En el caso de la figura 11.7 se ha invertido la fase del canal izquierdo, por lo que a las resistencias R_3 y R_4 se aplican, por un lado, la señal cuya forma de onda se representa en la figura 11.7g y, por otro, la señal cuya forma de onda se muestra en la figura 11.7h. Ambas señales se suman en las resistencias, por lo que el resultado es la señal diferencia cuya forma de onda se ha dibujado en la figura 11.7i. Así pues, se obtienen dos señales: una suma $D + I$ (representada en la figura 11.7c) y otra diferencia $D - I$ (representada en la figura 11.7i).

La subportadora de 38 kHz, procedente del doblador de frecuencia de la figura 11.5, es modulada en amplitud por la señal diferencia $D - I$, con lo cual se obtiene a la salida del modulador en anillo una señal cuya forma de onda se ha dibujado en la figura 11.7j. Si a la señal de la figura 11.7j se suprime la portadora mediante la adición de otra portadora de igual frecuencia, pero en fase opuesta (figura 11.7k), se obtienen solamente las bandas laterales, cuya forma de onda se ha dibujado en la figura 11.7l. La señal suma $D + I$ (figura 11.7c) ha de unirse luego con las bandas laterales (figura 11.7l), por lo cual se ha dibujado en la figura 11.7d la misma señal de las bandas laterales. Sumando punto a punto las ondas dibujadas en las figuras 11.7c y 11.7d, se obtienen las envolventes D e I de la señal MPX (figuras 11.7e y 11.7f). De hecho, en el tiempo t_2 la señal suma $D + I$ es nula, por lo que la señal MPX tiene en este tiempo idéntica forma que la señal de AM sin portadora que se muestra en la figura 11.7d. Durante el tiempo t_3 la señal suma $D + I$ completa un semiciclo negativo, mientras que la señal de AM sin portadora es nula. La suma de estas dos señales da las formas de onda representadas en las figura 11.7e y 11.7f en el instante t_3 . Finalmente, durante el tiempo t_4 la señal suma $D + I$ completa un semiciclo positivo, el cual, al sumarse con la señal de AM sin portadora, anula los semiciclos negativos de ésta y se suma a los positivos, dando como resultado una forma de onda envolvente, la cual es un semiciclo positivo igual al doble que el de la señal suma $D + I$.

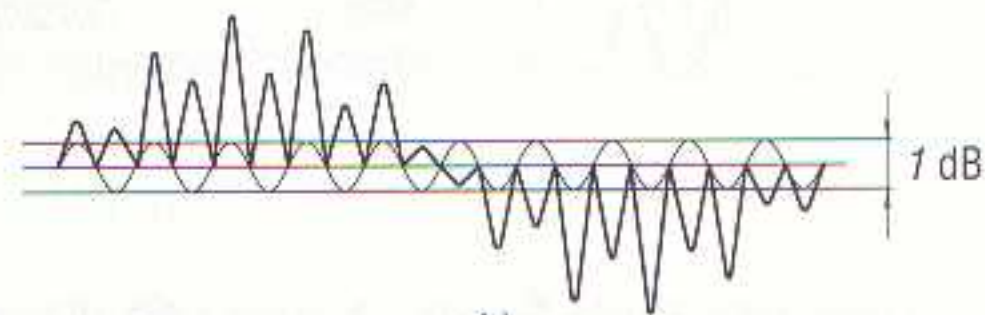
Las ondas obtenidas en las figuras 11.7e y 11.7f son iguales, señalándose sólo en ellas, con trazo continuo, las envolventes de la señal que corresponden a los canales derecho e izquierdo. Se observa asimismo en las figuras 11.7e y 11.7f que las envolventes de la señal MPX coinciden con la forma de onda de los canales D e I respectivamente. Para mayor claridad de interpretación, en la figura 11.8 se ha dibujado la forma de onda de la señal MPX que corresponde a las formas de onda de los canales D e I de las figuras 11.7a y 11.7b. Esta señal MPX contiene, por tanto, las dos informaciones de audio.



11.8 Señal MPX obtenida por el tratamiento de dos señales de BF como las de las figuras 11.7a y 11.7b.



a)



b)

11.9 Al añadir a una señal MPX (a) la señal piloto, se produce un «rizado» de esta última (b).

Para finalizar, basta añadir la señal piloto. La adición de la señal piloto forma una especie de rizado en la envolvente (figura 11.9). Como la señal piloto tiene una amplitud de un 10 % de la amplitud máxima (1 dB), según sea el semiciclo aplicado en cada instante éstos se sumarán o se restarán de la señal MPX, produciendo una elevación o disminución del valor de la amplitud. Con esto se justifica por qué la amplitud máxima de la señal MPX no puede ser superior al 90 % de la modulación máxima de una señal monofónica.

NORMA FCC PARA LA FORMACIÓN DE UNA SEÑAL MPX

La *Federal Communications Commission* (Comisión Federal de Comunicaciones de los EE.UU.) establece unos valores y tolerancias para la formación de la señal MPX, que han de ser respetadas por todo equipo emisor. Estos valores y tolerancias se resumen en los siguientes puntos:

- 1) En una emisión estereofónica, al igual que en las emisiones monofónicas de FM, las señales de ambos canales deben tener una preénfasis antes de ser codificadas. La preénfasis, o preacentuación, consiste en incrementar la intensidad de las componentes de algunas frecuencias con respecto a otras, para reducir la distorsión o eliminar el efecto de los ruidos. En las emisiones de FM se aumenta la intensidad de las altas frecuencias de audio. Esta preénfasis se realiza, al igual que en las emisiones monofónicas, mediante filtros de 50 μ s para Europa y de 75 μ s para los EE.UU.
- 2) Dado que una profundidad de modulación del 100 % ha de producir una desviación de la frecuencia portadora de ± 75 kHz, la señal suma $D + I$ (señal monofónica) no deberá superar una profundidad de modulación del 90 %.
- 3) Las bandas laterales de la subportadora de 38 kHz modulada con la señal diferencia $D - I$ no deberá superar una profundidad de modulación del 90 %.
- 4) La frecuencia de la subportadora variará, como mucho, en ± 4 Hz el valor de 38 kHz. Es decir, no podrá ser inferior a 37.996 Hz ni superior a 38.004 Hz.
- 5) Dado que sólo se transmiten las bandas laterales de la subportadora, la amplitud de ésta sólo será, como máximo, el 1 % de la modulación total.
- 6) La señal piloto tendrá un valor de 19 kHz con una tolerancia del ± 2 %.
- 7) La amplitud de la señal piloto deberá estar comprendida entre un 8 y un 10 % en el total de la modulación, es decir, 1 dB.
- 8) La relación de fases entre la señal piloto y la subportadora deberá ser tal que cada paso por el valor cero de la señal piloto deberá coincidir con un cero de la subportadora (figura 11.10).

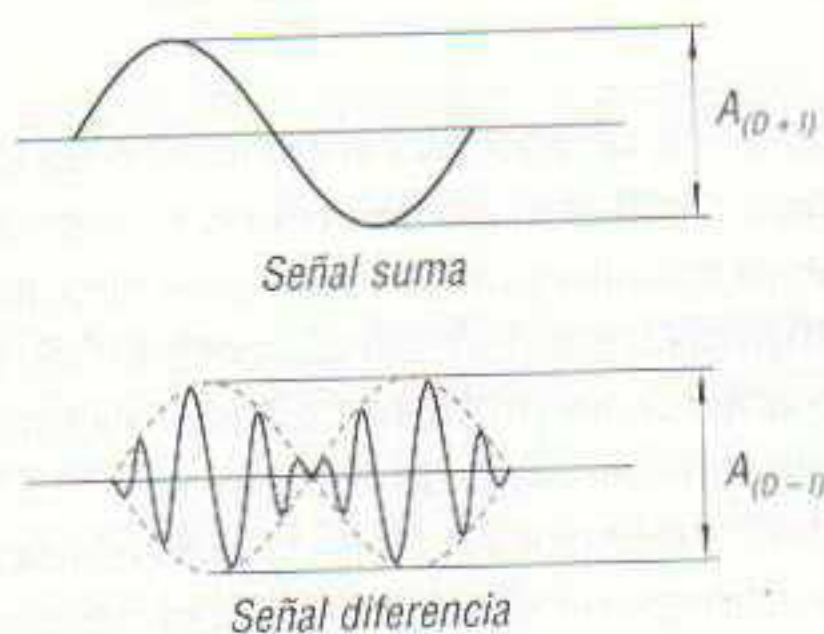


11.10 Coincidencia de fase entre la señal piloto y la subportadora.

- 9) En el supuesto de excitar sólo uno de los canales, es decir, en el caso de que se produzcan señales suma y diferencia de igual amplitud (caso a de las figuras 11.1 y 11.2), la variación de amplitudes entre la señal suma ($D + I$) y los envolventes de la señal diferencia ($D - I$) modulando a la subportadora no deberá sobrepasar un 3,3 %; o, lo que es lo mismo, el cociente de dividir las diferencias de amplitudes de la señal suma y de la señal diferencia por la amplitud de la señal suma (figura 11.11) no deberá ser superior a:

$$\frac{A_{(D+I)} - A_{(D-I)}}{A_{(D+I)}} 100 \leq 3,3 \%$$

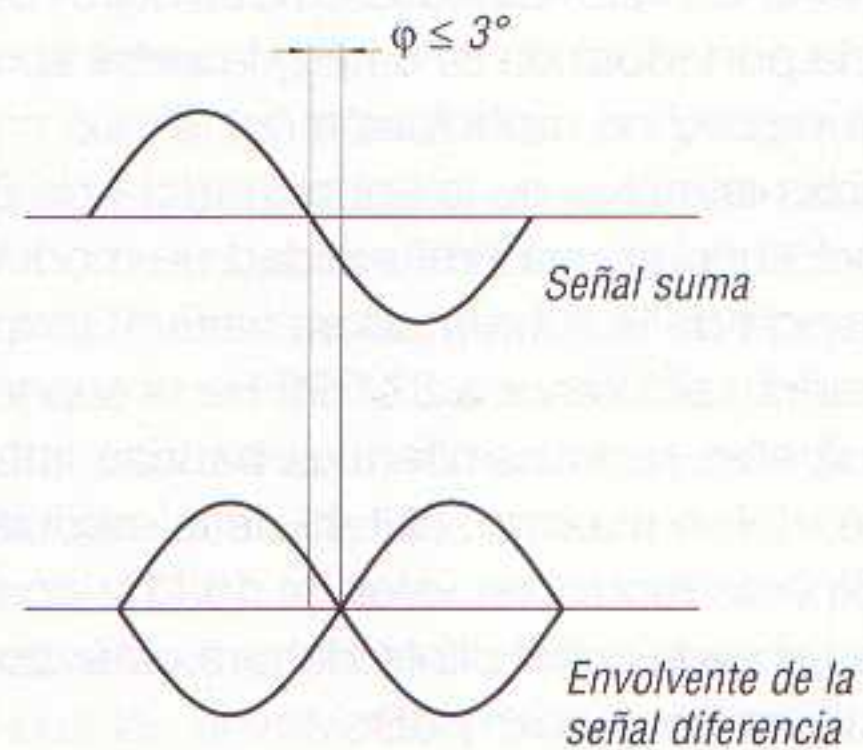
Estas diferencias producen una diafonía en el receptor que, en el caso límite del 3,3 % citado, será de 39,7 dB.



11.11 Las diferencias de amplitud entre la señal suma y la señal diferencia no debe ser superior a un 3,3 %.

- 10) La diferencia de fase entre la señal suma y la envolvente de la señal diferencia no deberá sobrepasar los 3° (figura 11.12).
- 11) La interacción entre la señal suma y las bandas laterales, antes de unirse, ha de ser inferior al 1%, lo cual supone una intermodulación de:

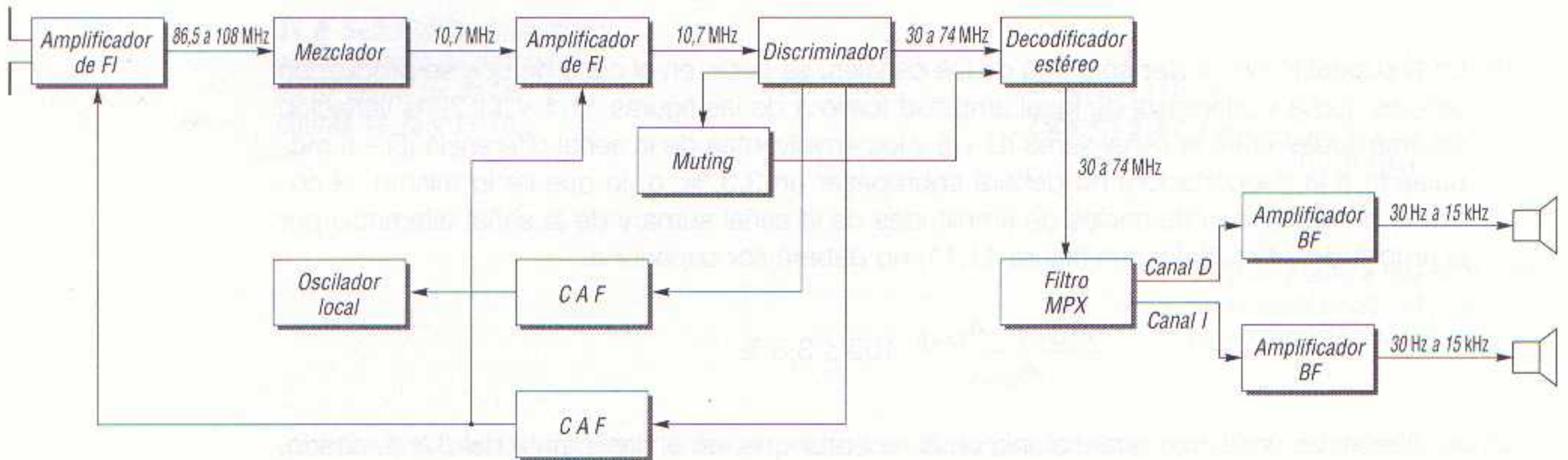
$$20 \log(100 - 1) = 20 \log 99 \approx 20 \times 2 = -40 \text{ dB}$$



11.12 La diferencia de fase entre la señal suma y la envolvente de la señal diferencia no debe sobrepasar los 3°.

PARTES CONSTITUYENTES DE UN APARATO DE RADIO PARA RECEPCIÓN ESTEREOFÓNICA

En la figura 11.13 se tiene el diagrama de bloques de un receptor de FM estereofónico. Como se puede comprobar, todas las etapas son las mismas que las utilizadas en un receptor monofónico, salvo que se añade un decodificador MPX en la salida del discriminador, un filtro MPX y, lógicamente, un amplificador de audio para cada canal.



11.13 Diagrama de bloques de un receptor de radio de FM estereofónico.

La finalidad de cada etapa común respecto a las de un receptor monofónico es la misma. Es decir:
Etapla amplificadora de RF. Recibe las señales captadas por la antena y, después de filtrarlas en un filtro pasabandas variable las amplifica. En este circuito pueden utilizarse circuitos resonantes LC o con diodos de capacidad variable y etapa amplificadora con transistores MOS, lo cual permite el tratamiento de grandes o pequeñas señales de antena sin problema alguno. Actualmente, todos los amplificadores de RF para receptores de FM utilizan este tipo de transistor.

Oscilador local. Genera una frecuencia de 10,7 MHz por encima de la frecuencia de la portadora sintonizada por la etapa de RF. Es muy importante que el oscilador local no cambie de frecuen-

cia con el tiempo, pues de lo contrario el receptor se desintoniza, pudiendo incluso perder la emisora. El deslizamiento de frecuencia no debe ser superior a ± 20 kHz, lo cual supone el $\pm 0,02$ % de la frecuencia media de emisión en FM (86,5 a 107 MHz).

CAF. Controla automáticamente la frecuencia del oscilador local para evitar que ésta se desvíe más allá de los valores dados anteriormente. El CAF toma la tensión de error generada en el discriminador al deslizarse el oscilador local y la aplica a un varicap conectado en derivación con el condensador variable del oscilador local, con lo cual se ajusta automáticamente la frecuencia de oscilación de éste.

Mezclador. Recibe la señal sintonizada por el amplificador de RF y la del oscilador local. En este circuito se mezclan ambas señales y se obtiene una nueva señal de RF, siempre del mismo valor, de 10,7 MHz (FI).

Amplificador de FI. Está formado por dos o tres etapas amplificadoras selectivas, con filtros pasabandas cuya frecuencia central es de 10,7 MHz y un ancho de banda mínimo de 180 kHz para recepciones monofónicas y de 260 kHz para recepciones estereofónicas. La misión de estas etapas es elevar a un nivel suficiente la señal de FI de 10,7 MHz y todas aquellas frecuencias que forman el ancho de banda de la misma.

Discriminador. En esta etapa se obtiene la señal de audio.

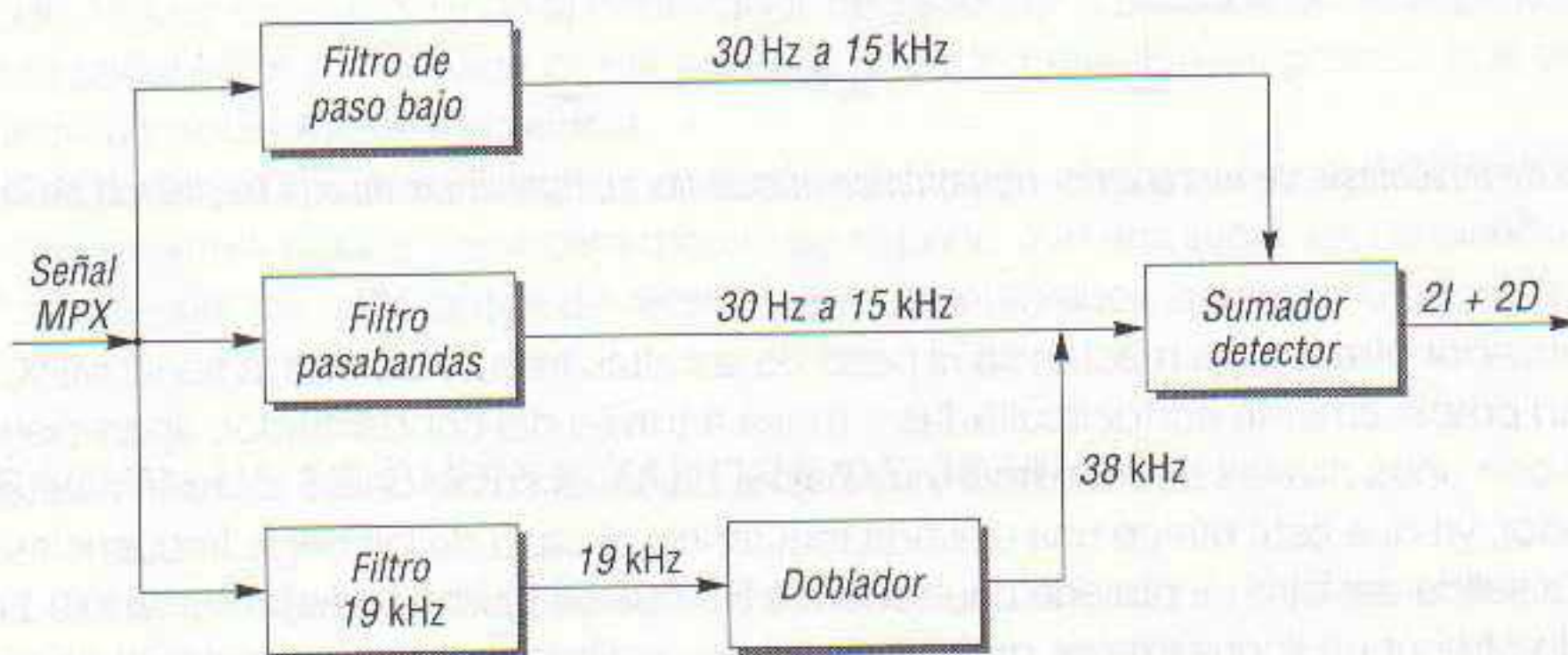
CAG. Esta etapa toma la señal de BF presente en el discriminador y la aplica a la etapa amplificadora de RF y a una de las etapas de FI, con lo cual se controla la ganancia de estas etapas cuando la señal sintonizada es débil, permitiendo que en el altavoz se reproduzcan con niveles similares tanto las emisoras cercanas como las lejanas, potentes o débiles, sin necesidad de actuar sobre el control de volumen del receptor.

Decodificador estéreo. Después de pasar por el discriminador de FM, la señal MPX en estéreo pasa al decodificador, el cual tiene por misión separar el canal derecho del izquierdo. Para ello desglosa la banda de frecuencias en tres grupos, mediante filtros adecuados:

1.^{er} grupo: mediante un filtro de paso bajo se obtiene la señal suma del canal derecho más el izquierdo (señal monofónica).

2.^o grupo: un filtro pasabandas, centrado en 38 kHz, con un ancho de banda de 23 a 53 kHz, con el cual se obtienen los subcanales de emisión estereofónica.

3.^{er} grupo: un tercer filtro pasabandas, centrado en 19 kHz, con el cual se obtiene la señal piloto.



11.14 Diagrama de bloques de un decodificador estereofónico por adición.

Todos estos filtros se han representado en el esquema de bloques de la figura 11.14, el cual corresponde a un decodificador estereofónico por adición.

Una vez obtenidos los 19 kHz de la señal piloto, se doblan hasta 38 kHz, con lo cual se restituye la frecuencia subportadora eliminada en la emisión. Los 38 kHz se suman a las bandas laterales para obtener una modulación en amplitud que, una vez detectada, se obtiene en más y en menos

la diferencia entre el canal izquierdo y el derecho, y a su vez se suma con la señal monofónica para obtener por separado el canal derecho del izquierdo, según las igualdades:

$$(D + I) + (D - I) = 2D$$

$$(D + I) - (D - I) = 2I$$

Tanto las salidas del canal derecho como las del canal izquierdo deben desacentuarse con filtros de 50 μ s para Europa y de 75 μ s para los EE.UU.

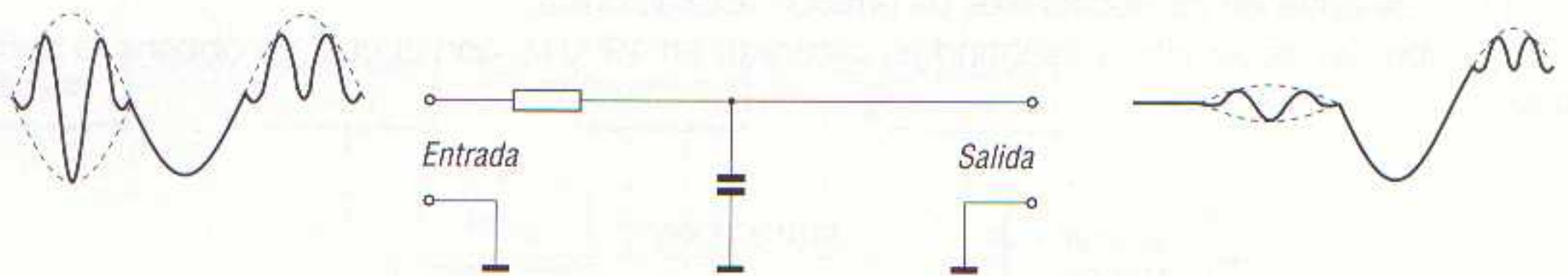
Amplificadores de audio. Las señales de los canales derecho e izquierdo, obtenidas en el decodificador, se aplican por separado a sendos amplificadores de audio, con sus correspondientes controles de tono y volumen, obteniéndose así una señal estereofónica lo suficientemente amplificada para el accionamiento de los altavoces.

Después de este estudio de todas y cada una de las etapas de un receptor de FM estereofónico, vamos a ver con algo más de detalle el funcionamiento de las etapas propias de él, pero antes se estudia cómo se produce la recepción de la señal monofónica.

RECEPCIÓN DE UNA SEÑAL MPX EN UN RECEPTOR MONOFÓNICO

La señal MPX consta de una componente de BF, resultante de sumar los canales derecho e izquierdo, y una componente ultrasónica que son las bandas laterales de la señal diferencia modulando a una subportadora de 38 kHz suprimida en la emisión. Para recomponer la subportadora en el receptor la señal MPX lleva incorporada la señal piloto de 19 kHz, con un 10 % de amplitud respecto al 100 % de modulación.

Lógicamente, un receptor monofónico sólo aprovecha la señal de BF o señal suma $D + I$, ya que el resto de señales son fuertemente atenuadas por el filtro de desacentuación (desénfasis) del que está provisto todo receptor de FM. Este filtro está compuesto por una resistencia y un condensador (figura 11.15).



11.15 El filtro de desénfasis de un receptor monofónico atenúa las componentes de alta frecuencia de la señal MPX.

El condensador ofrece baja reactancia al paso de las altas frecuencias de la señal MPX, por lo que éstas quedan prácticamente cortocircuitadas a masa a través del condensador, apareciendo a la salida del filtro con unos niveles de amplitud muy bajos. La señal suma de BF es apenas atenuada por el condensador, ya que éste ofrece una elevada reactancia al paso de las bajas frecuencias. Como resultado, en la salida del filtro se obtiene una señal de BF que es igual a la señal suma $D + I$ con la particularidad de ofrecer un ligero rizado, que depende de la eficacia del filtro, pero que en ningún caso es audible dada su elevada frecuencia. La señal de BF se aplica luego a un amplificador de audio y es reproducida por el altavoz, el cual reproduce la señal suma, es decir, la suma de los canales derecho e izquierdo. La señal MPX es, por tanto, compatible para ser tratada en un receptor monofónico.

RECEPCIÓN DE UNA SEÑAL MPX EN UN RECEPTOR ESTEREOFÓNICO

El receptor estereofónico se distingue del monofónico en que incluye un decodificador de la señal MPX a la salida del discriminador y que posee dos amplificadores idénticos de audio en vez de uno

solo. El circuito decodificador se encarga de descifrar o decodificar la señal MPX, extrayendo de ella, por separado, la información de los canales derecho e izquierdo con la menor mezcla posible entre ellos, es decir, con la menor diafonía posible. El proceso de la decodificación es el inverso de la codificación antes estudiado. Para ello es preciso obtener el contenido de las bandas laterales de la señal MPX, es decir, la información correspondiente a la diferencia de los canales $D - I$.

Al estudiar la recepción de la señal MPX en un receptor monofónico, se ha visto que bastaba un filtro de paso bajo para separar la señal $D + I$. Pues bien, con las señales $D + I$ y $D - I$ separadas basta con sumarlas para obtener la información del canal derecho:

$$(D + I) + (D - I) = 2D$$

Por razones de compatibilidad entre los sistemas monofónico y estereofónico, en las emisiones en estéreo sólo se transmiten las bandas laterales de la subportadora modulada en amplitud por la señal $D + I$; es decir, la subportadora de 38 kHz se elimina en la emisión. De esto se deduce que no es posible obtener la señal diferencia $D - I$ detectando las bandas laterales.

En la figura 11.7i se han representado las bandas laterales, y en ella se puede comprobar que un simple detector no es capaz de restablecer la señal $D - I$ de dicha figura. Para que esto sea posible es preciso añadir en el receptor la subportadora de 38 kHz que se suprime en la codificación. Al añadir la subportadora de 38 kHz en el receptor, se obtiene una señal como la que se muestra en la figura 11.7j, la cual, una vez detectada, sí da la señal correcta $D - I$ de la figura 11.7i.



11.16 Señal de BF obtenida por detección de las bandas laterales de la señal MPX, y que no corresponde a la señal diferencia de BF que se desea obtener.

En efecto, si se detecta la señal de la figura 11.7i, la señal de BF obtenida sigue un curso igual al que se muestra en la figura 11.16, en la cual el segundo semiciclo está invertido en fase con respecto al segundo semiciclo de la señal $D - I$ correcta; es decir, ambas señales no son idénticas. Al añadir a las bandas laterales la subportadora de 38 kHz, se obtiene una forma de onda como la de la figura 11.7j, la cual, al ser detectada, sí reproduce en frecuencia, fase y amplitud la señal diferencia $D - I$ de la figura 11.7i.

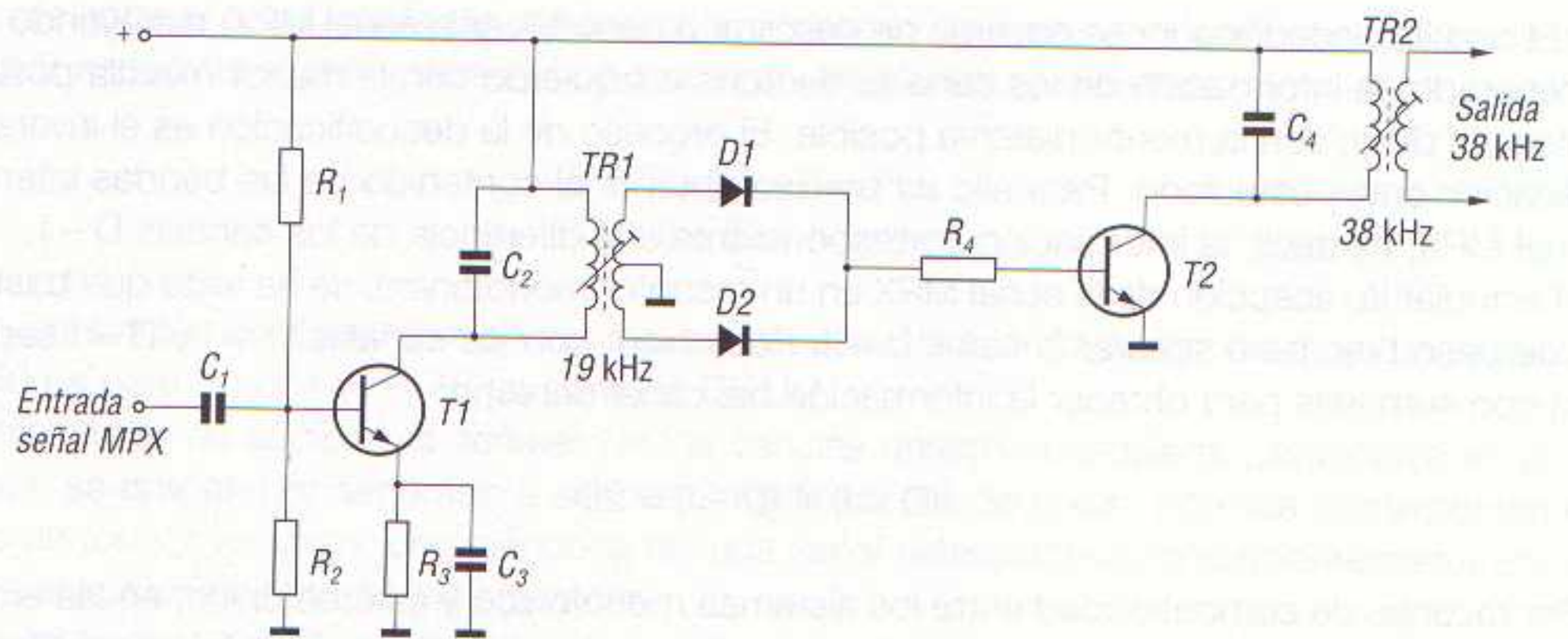
La señal de 38 kHz se regenera en el codificador del receptor a partir de la señal piloto de 19 kHz presente en la señal MPX transmitida por la emisora, para lo cual sólo es preciso que en el receptor se disponga un doblador de frecuencia.

El principio de decodificación descrito no es el único, pues existen otros métodos, pero el descrito puede considerarse básico y por este motivo se expone. Sin embargo, es de diseño muy complejo, razón por la cual los fabricantes de receptores estereofónicos prefieren otros sistemas.

REGENERACIÓN DE LA SUBPORTADORA DE 38 kHz

Sea cual sea el método de decodificación elegido, en todos ellos es preciso generar en el receptor la frecuencia de 38 kHz de la subportadora. La subportadora se obtiene a partir de la señal piloto que envía la emisora. Además, la subportadora generada en el receptor debe estar en fase con la de la emisora, lo cual no es difícil de obtener ya que la señal piloto transmitida por la emisora tiene la misma fase que la subportadora eliminada, con una desviación máxima de 3° . Así pues, la señal piloto marca la fase y frecuencia de la subportadora que ha de generarse en el receptor.

En el receptor la señal piloto se extrae del resto de señales multiplexadas mediante un circuito resonante sintonizado exactamente a 19 kHz. Este circuito resonante ha de tener un elevado factor de calidad (Q), pues por encima y por debajo de los 19 kHz sintonizados ha de haber una zona limpia de 4 kHz. Esta zona limpia de 4 kHz por encima y por debajo de la señal piloto de 19 kHz se introduce en la señal MPX para evitar interferencias entre la señal piloto y las señales $D + I$ y $D - I$.

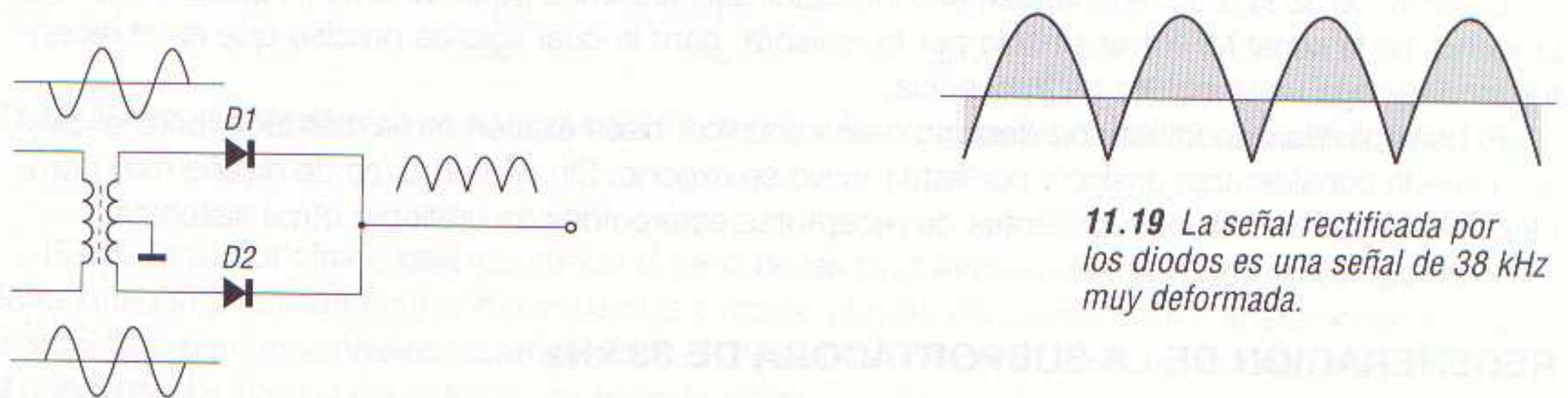


11.17 Circuito doblador de frecuencia para obtener la subportadora de 38 kHz en el receptor.

Así pues, toda señal por encima de 23 kHz y por debajo de 15 kHz es fuertemente rechazada por el citado circuito resonante.

En la figura 11.17 se ha dibujado el esquema de un sencillo circuito doblador de frecuencia, con el cual se obtienen los 38 kHz de la subportadora a partir de los 19 kHz de la señal piloto. El funcionamiento del circuito de esta figura es como sigue: la señal MPX se aplica a la base del transistor $T1$, conectado como amplificador con emisor común, y el cual amplifica a niveles adecuados la señal MPX. En el circuito de colector de $T1$ se dispone un transformador de RF cuyo primario está sintonizado a 19 kHz mediante el condensador en derivación C_2 . De esta forma el transformador separa los 19 kHz del resto de señales. En el secundario del transformador $TR1$ aparece, por tanto, la señal de 19 kHz. Dado que el secundario está dotado de toma media conectada a masa, entre cada extremo del secundario y masa aparece la misma tensión pero invertida en fase; es decir, se trata de un inversor de fase.

Si en esta circunstancia se conectan a los extremos del secundario de $TR1$ los diodos $D1$ y $D2$ (figura 11.17), éstos rectifican la señal alternativamente, apareciendo en el punto de unión de los diodos las semiondas positivas dos veces por alternancia, tal y como se muestra en la figura 11.18. Como se puede apreciar, se trata simplemente de una rectificación de doble onda de la señal alterna de 19 kHz.

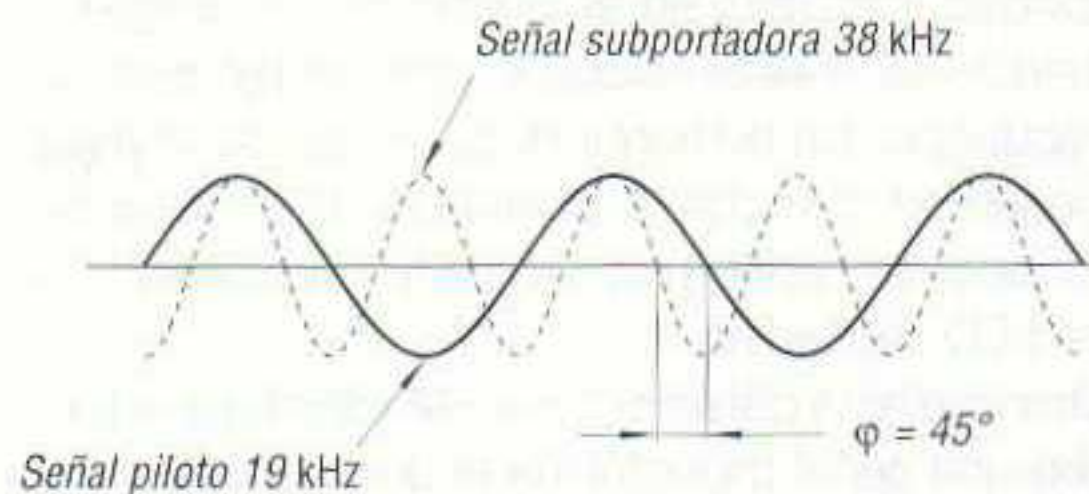


11.19 La señal rectificada por los diodos es una señal de 38 kHz muy deformada.

11.18 En el punto de unión de los diodos aparecen los semiciclos positivos dos veces por cada alternancia.

En la figura 11.19 se ha dibujado la forma de onda de la señal rectificada. Se puede apreciar en ella que las dos semiondas por alternancia que aparecen en la unión de $D1$ y $D2$ son, en realidad, una señal de 38 kHz muy deformada. Esta señal rectificada se aplica a la base del transistor $T2$ a través de la resistencia R_4 , la cual limita la corriente, evitando así una excesiva amortiguación del transistor. Al recibir en su base esta señal, el transistor entra en estado de conducción, por lo que la

misma señal aparece en el circuito de colector. En el colector del transistor $T2$ se dispone un segundo transformador ($TR2$), sintonizado en su primario a la frecuencia de 38 kHz gracias al condensador C_4 . Este transformador se encarga de dar la forma senoidal a la señal de base, lo cual se consigue por eliminación de los armónicos pares superiores. En el secundario de $TR2$ se obtiene así una señal senoidal de 38 kHz que sirve de subportadora.



11.20 Entre la señal piloto y la señal subportadora obtenida en la salida del circuito de la figura 11.17, existe un desfase de 45° .

Sin embargo, en este circuito se presente un problema, ya que, si se observa la figura 11.20, en la cual se ha dibujado mediante trazo continuo la forma de onda de la señal piloto y mediante trazo discontinuo la forma de onda de la subportadora obtenida en el secundario de $TR2$, se puede ver que en ningún instante coinciden los puntos cero de ambas señales, cuando la norma establece que han de coincidir cada dos alternancias de la subportadora. En el caso que nos ocupa existe un desfase de 45° . Para corregir este error de fase se recurre a una red RC de desfase, o simplemente, a desintonizar ligeramente los transformadores $TR1$ y $TR2$.

El circuito doblador de frecuencia de la figura 11.17 resulta de interés para comprender el proceso de decodificación. Sin embargo, en la actualidad este tipo de circuito está en desuso, ya que la moderna tecnología con circuitos integrados permite el diseño, con muy pocos componentes externos, de sistemas de generación de la subportadora basados en sincronizar un oscilador local con la señal piloto, gracias a un circuito comparador de fase con acción a volante.

CLASES DE DECODIFICADORES

Existen cuatro sistemas capaces de decodificar una señal MPX:

- *Decodificador por adición.*
- *Decodificador por conmutación.*
- *Decodificador PLL.*
- *Decodificador por detección de curvas envolventes.*

El decodificador por adición fue diseñado por GENERAL ELECTRIC y de él se expone el principio de funcionamiento en la figura 11.14.

El decodificador por conmutación fue diseñado por ZENITH, y basa su funcionamiento en conmutar la señal MPX hacia la salida derecha o izquierda al ritmo de la subportadora regenerada.

El decodificador PLL (*Phase Locked Loop*) es el más utilizado en la actualidad, debido a su precisión al «copiar» una frecuencia dentro de un margen de variación.

Finalmente, el sistema de decodificación por detección de curvas envolventes es un sistema intermedio entre los dos anteriores, y ha caído prácticamente en desuso.

CUALIDADES QUE DEBE POSEER UN DECODIFICADOR

Aunque los circuitos decodificadores formen actualmente parte de circuitos integrados, ya que el empleo de transistores supone un coste elevado tanto en material como en mano de obra, resulta de sumo interés conocer cómo funcionan estos circuitos con transistores, pues ello per-

mite entrar con mayor profundidad en el conocimiento del funcionamiento de un receptor de radio estereofónico.

El decodificador estereofónico moderno debe poseer dos características imprescindibles: la compatibilidad y la indicación estéreo. Con referencia a este último punto, todo decodificador ha de ofrecer un sistema mediante el cual el usuario sepa en todo momento si está recibiendo una señal monofónica o una señal estereofónica. Esto se logra mediante el encendido automático de un LED cuando el receptor sintoniza una emisora que transmite en estereofonía, ya que en ocasiones resulta difícil apreciar si la recepción es monofónica o estereofónica. Una simple ojeada al estado de *encendido* o *apagado* del LED permite reconocer sin la menor duda el tipo de emisión.

Todos los indicadores utilizados se basan en detectar la existencia de la señal piloto, una vez separada del resto de la señal MPX. En cuanto se recibe una señal MPX, se detecta la señal piloto y, mediante el circuito correspondiente, el LED se ilumina.

Como el decodificador se instala entre la etapa detectora de FM (discriminador) y las etapas amplificadoras de audio, cuando se reciba una señal monofónica el decodificador debe permitir el paso de la señal hacia sus dos salidas (derecha e izquierda), sin introducir variaciones de nivel ni distorsiones. Ésta es la segunda condición que deben reunir las emisiones en estéreo: la compatibilidad entre la recepción de señales monofónicas y estereofónicas.

Aun se puede citar una tercera condición que actualmente se exige a un decodificador: la conmutación automática de estéreo a mono si las condiciones de recepción estereofónica no son adecuadas para garantizar una relación señal/ruido de unos 20 dB inferior en la recepción estereofónica con respecto a la monofónica.

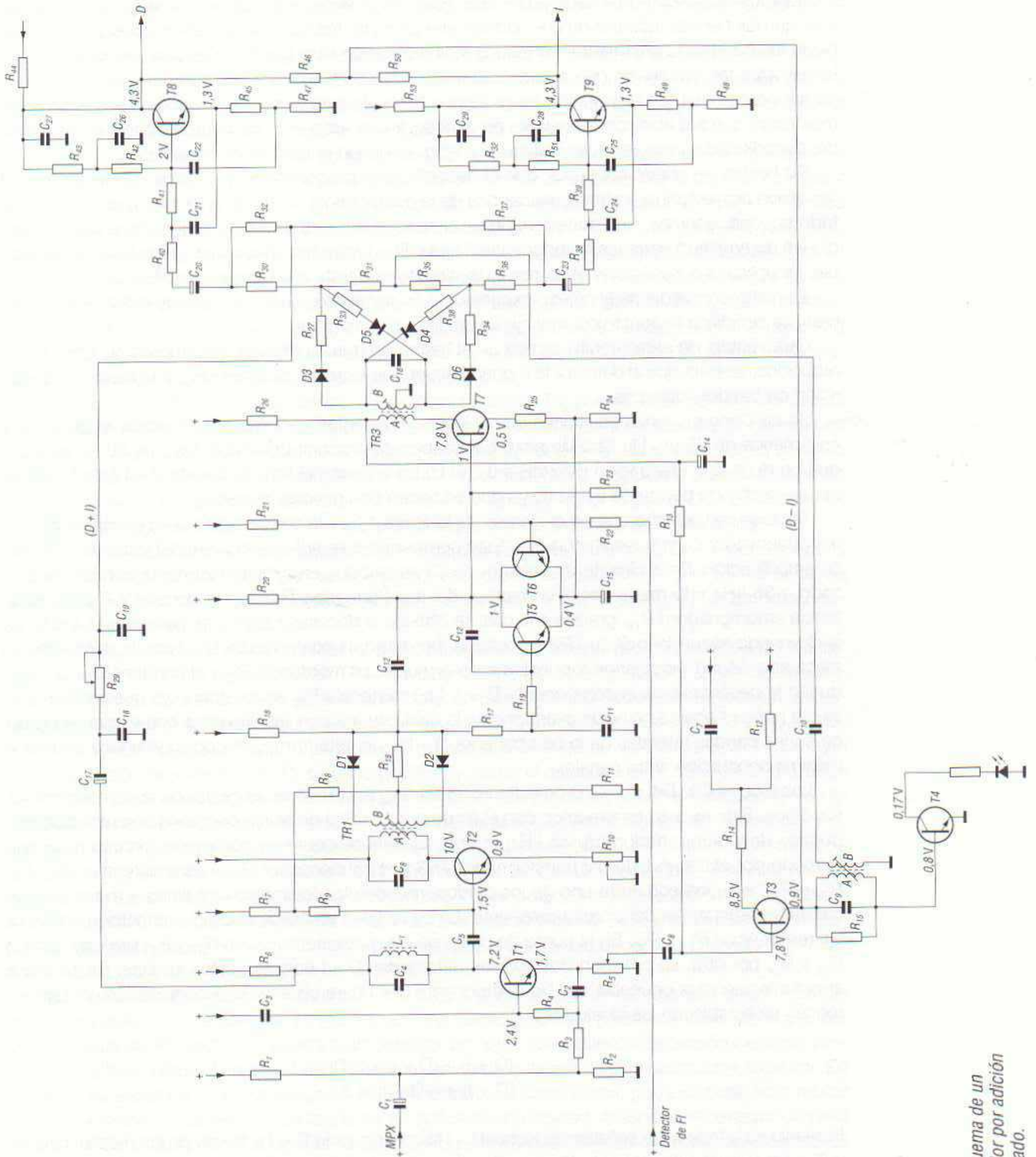
DECODIFICADOR POR ADICIÓN

En la figura 11.21 se muestra el esquema de un decodificador por adición transistorizado, muy utilizado antiguamente por los fabricantes de receptores de radio europeos.

Se trata de un circuito bastante complejo, pero que proporciona excelentes resultados. El funcionamiento de este circuito es como sigue: la señal MPX, procedente del discriminador, se aplica a la primera etapa amplificadora constituida por el transistor $T1$, a través del condensador electrolítico C_1 de 10 μ F. Dicho transistor, juntamente con las resistencias R_3 y R_4 y los condensadores C_2 y C_3 , forman un filtro activo de paso bajo que elimina las frecuencias por encima de 53 kHz. En el circuito de colector de $T1$ se dispone un circuito resonante paralelo, formado por L_1 y C_4 , el cual está sintonizado a 19 kHz, y una resistencia de carga R_6 . En el punto de unión del colector de $T1$ con el circuito resonante L_1C_4 se tiene la señal MPX con la señal piloto notablemente amplificada por el incremento de carga que supone el citado circuito resonante a 19 kHz. En el punto de unión de R_6 y el circuito resonante L_1C_4 se encuentra la señal MPX sin la señal piloto, ya que el circuito resonante no deja pasar la frecuencia de 19 kHz. Esta señal MPX se utiliza como señal suma, para lo cual se suprime de ella la componente D - I. Esta función la cumple el condensador C_{18} ayudado por R_{29} y C_{19} . Del emisor del transistor $T1$ se extrae la componente D - I a través del potenciómetro de diafonía R_5 y el filtro de paso alto formado por C_8 y R_{13} .

En la salida de $T1$ se obtienen separadas las tres partes principales de la señal MPX, es decir, la componente suma D + I, la componente diferencia D - I y la señal piloto de 19 kHz. La componente piloto presente en el punto de unión del colector de $T1$ con el circuito resonante paralelo L_1C_4 se aplica a la base del transistor $T2$ a través del condensador C_5 . Un segundo circuito resonante paralelo, conectado en el colector de $T2$, y formado por el condensador C_6 y el devanado primario A del transformador de RF $TR1$, aísla completamente la señal piloto. El secundario de $TR1$ está formado por dos devanados simétricos (B y C de la figura 11.21), por lo que en él se obtienen dos señales de 19 kHz en oposición de fase.

Los diodos $D1$ y $D2$ rectifican las citadas señales, por lo que en la resistencia de carga R_{16} aparecen los semiciclos positivos de las dos señales con una frecuencia de 38 kHz; es decir, se obtienen 38.000 semiciclos positivos por segundo. Se trata, por tanto, del doblador de frecuencia estudiado en un apartado anterior. La señal doblada de 38 kHz se aplica, a través de C_{12} , a la base del transistor $T7$, el cual la amplifica. En el colector de $T7$ o, lo que es lo mismo, en el devanado pri-



11.21 Esquema de un decodificador por adición transistorizado.

mario *A* del transformador *TR3*, aparece la señal de 38 kHz amplificada, regenerándose en el circuito resonante paralelo formado por el devanado secundario de *TR3* y el condensador C_{16} . En este circuito resonante se tiene, por tanto, la frecuencia subportadora regenerada de 38 kHz.

Veamos ahora cómo se separa $D - I$ del resto de la señal. Para ello se debe recordar una vez más que las bandas laterales de $D - I$ cubren una gama de frecuencias que abarca desde los 23 kHz hasta los 53 kHz. Lógicamente, no resulta fácil diseñar un filtro pasabandas con una respuesta de frecuencias tan amplia sin que se produzca distorsión de fase y sin que se atenúe fuertemente la componente $D + I$. En un principio se realizaron filtros de esta clase, pero estudios posteriores demostraron que era absurdo esforzarse en conseguir una respuesta de frecuencia totalmente plana del decodificador para después reducir el ancho de banda en el filtro de desénfasis.

De hecho, se puede conseguir que el decodificador proporcione las señales con la desénfasis necesaria proyectando un filtro pasabandas de la componente $D - I$ con un ancho menor. Este método supone, además, una considerable simplificación en el diseño del circuito. Para que las relaciones de amplitud entre las componentes $D - I$ y $D + I$ sean las adecuadas en toda la gama audible, se aplica una desénfasis en la parte del circuito que trata a la componente $D + I$.

En resumen, mediante el criterio expuesto no es necesario el uso de filtros de desénfasis y, además, se simplifica la construcción y ajuste del filtro pasabandas.

Otra ventaja de este circuito estriba en el hecho de que, al trabajar con anchos de banda más reducidos, se evita que al detector le lleguen frecuencias extrañas que pueden ser la causa de la aparición de batidos molestos.

Se ha dicho en varias ocasiones que el valor de desénfasis adoptado en Europa es de 50 μ s y en América de 75 μ s. Un filtro de paso bajo capaz de producir una desénfasis de 50 μ s es aquel que produce una atenuación de 3 dB a 3,2 kHz. En el caso del filtro de banda $D - I$ éste ha de tener un ancho de banda de 6,4 kHz, ya que se tienen dos bandas laterales.

También se ha dicho que en el circuito de la figura 11.21 la componente $D - I$ se extrae gracias al condensador C_8 y la resistencia R_{13} . Esta componente se aplica a la base del transistor *T3* para su amplificación. En el circuito de colector de *T3* se dispone un circuito resonante paralelo sintonizado a 38 kHz y formado por el primario *A* del transformador *TR2*, el condensador C_9 y la resistencia amortiguadora R_{15} , gracias a la cual se obtiene el necesario ancho de banda de 6,4 kHz. En el devanado secundario *B* de *TR2* se obtiene, por tanto, la componente $D - I$ con la desénfasis ya efectuada, según los criterios expuestos anteriormente. La resistencia R_{29} y el condensador C_{19} producen la desénfasis de la componente $D + I$. La resistencia R_{29} es ajustable, ya que mediante su ajuste puede hacerse coincidir exactamente la caída de frecuencias elevadas con la que se produce en las bandas laterales de la componente $D - I$ y, de esta forma, se consigue en los agudos la máxima separación entre canales.

Los diodos *D3*, *D4*, *D5* y *D6* de la figura 11.21 forman el circuito detector de la componente ultrasónica. Este circuito es simétrico con el fin de que la señal de salida contenga una reducida proporción de la subportadora de 38 kHz, la cual se halla presente en bornes del circuito resonante formado por el secundario del transformador *TR3* y el condensador C_{16} . Las resistencias R_{27} , R_{28} , R_{33} y R_{34} , en serie con cada uno de los diodos, reducen las tolerancias de éstos y evitan una excesiva amortiguación del circuito resonante. La señal $D - I$ se aplica al citado detector a través de las resistencias R_{31} y R_{35} . En el punto de unión de estas resistencias con R_{27} y R_{33} por una parte, y R_{28} y R_{34} por otra, se obtienen dos señales detectadas $D - I$ pero opuestas en fase. Basta añadir ahora a las señales opuestas $D - I$ la componente $D + I$ para obtener la decodificación, ya que entonces se establecen las igualdades:

$$\begin{aligned}(D + I) + (D - I) &= 2 D \\(D + I) + (-D + I) &= 2 I\end{aligned}$$

Para ello se añade a las señales opuestas $D - I$ la componente $D + I$ a través de las resistencias R_{32} y R_{37} . En el punto de unión de R_{30} con R_{32} aparece la señal del canal derecho, mientras que en el punto de unión de R_{36} con R_{37} aparece la señal correspondiente al canal izquierdo.

Las señales D e I , una vez separadas, se aplican a las bases de los transistores *T8* y *T9* a través de los condensadores C_{20} y C_{23} para ser amplificadas por separado. Estos amplificadores son, ade-

más, filtros activos de las frecuencias superiores a 15 kHz, con el fin de atenuar fuertemente cualquier resto de las señales de 19 kHz y 38 kHz que pueda mezclarse con las señales de audio. Si no se dispone de estos filtros activos, se puede producir un batido molesto con las corrientes de alta frecuencia premagnetizantes del cabezal grabador de un supuesto magnetófono conectado al decodificador.

La diafonía o separación entre los canales D e I a frecuencias medias y bajas se puede ajustar variando la amplitud de $D - I$ con respecto a $D + I$. Esto se consigue ajustando el potenciómetro R_5 dispuesto en el emisor de $T1$, ya que, según sea la posición de su cursor, mayor o menor será la amplitud de la componente $D - I$ que se obtenga en dicho circuito.

Para la conmutación mono-estéreo se aprovecha la presencia de la señal piloto, que sólo se transmite en las emisiones estereofónicas y que se encuentra en el secundario del transformador $TR1$. En el esquema de la figura 11.21 se aprecia que la toma media del secundario de $TR1$ recibe una tensión positiva a través del divisor de tensión formado por R_7 y R_8 por una parte y R_{11} por otra. Cuando se recibe una emisión monofónica, esta tensión positiva se aplica a la base del transistor $T5$ a través de las resistencias R_{16} , R_{17} y R_{19} , provocando la conducción de este transistor y, a su vez, el bloqueo de $T7$, puesto que este último recibe tensión negativa del colector de $T5$. Los transistores $T5$ y $T7$ forman un disparador Schmitt, el cual bascula de uno a otro estado según la polaridad de la señal de entrada. El paso de un estado a otro se realiza en este circuito de forma lenta gracias a la elevada capacidad de los condensadores C_{13} y C_{15} .

Si el transistor $T7$ no conduce, tampoco lo hace el transistor $T3$, pues la base de este último está polarizada, a través de R_{13} , de la caída de tensión que se produce en la resistencia de colector de $T7$ (R_{26}). En efecto, si $T7$ se encuentra en estado de bloqueo, la tensión en su colector es positiva, por lo que, al ser aplicada a la base del transistor $T3$ (del tipo PNP), este último pasa al estado de bloqueo. Estando bloqueado el transistor $T3$, también lo estará $T4$, por lo que el LED conectado en su colector se apagará (figura 11.21), indicando así que la señal recibida es monofónica.

En el caso expuesto, el único camino posible para la señal de audio es el $D + I$, puesto que el camino $D - I$ y la subportadora permanecen bloqueados por no conducir ni $T3$ ni $T7$. La señal de audio pasa en este caso hacia las salidas derecha e izquierda a través de R_{32} y R_{37} , amplificándose en los transistores $T8$ y $T9$.

Si la señal recibida es estereofónica, es decir, multiplexada, la señal piloto aparece en los extremos del secundario del transformador $TR1$, los diodos $D1$ y $D2$ dejan pasar los semiciclos negativos de la misma para el doblado de la frecuencia y, al mismo tiempo, la tensión negativa resultante de la rectificación se filtra en el condensador C_{11} . La tensión negativa que aparece en C_{11} hace que el transistor $T5$ pase al estado de bloqueo, puesto que se trata de un transistor NPN. De esta forma la tensión de colector de $T5$ se hace positiva, y como el colector de $T5$ está unido a la base de $T7$, éste pasa al estado de conducción por ser NPN. Se produce, pues, el basculamiento del circuito y, como consecuencia, el transistor $T7$ amplifica la señal piloto doblada en frecuencia. Recuérdese que C_{12} aplica la señal piloto a la base de $T7$. Al conducir $T7$, se produce una caída de tensión en R_{26} ; es decir, el punto de unión de esta resistencia con el colector de $T7$ se hace negativo. Este potencial negativo se aplica a la base de $T3$ para polarizarla y, de esta forma, al recibir la tensión negativa, este transistor pasa al estado de conducción y con él $T4$, iluminándose el LED testigo de recepción estereofónica. Con este proceso queda disponible el camino $D - I$ para el tratamiento de la componente $D - I$ de la señal MPX.

Para finalizar con la descripción de este circuito, a continuación se estudia qué misión cumple en él el transistor $T6$. La base de $T6$ recibe, por una parte, la tensión positiva a través de R_{21} y, por otra, a través de R_{22} , está conectada a un detector de nivel, que genera una tensión negativa proporcional a la amplitud de la señal de FI presente antes de la etapa discriminadora del receptor. En ausencia de señal de FI, el transistor $T6$ está en estado de conducción, pues su base sólo recibe potencial positivo. Si la señal sintonizada es de suficiente intensidad, entonces el detector de nivel proporciona a la base de $T6$ potencial negativo, el cual hace que $T6$ pase al estado de bloqueo. Si el nivel de señal recogido por la antena es pequeño, el detector de nivel no llega a producir la suficiente tensión negativa para el bloqueo de $T6$, por lo que éste pasa al estado de conducción.

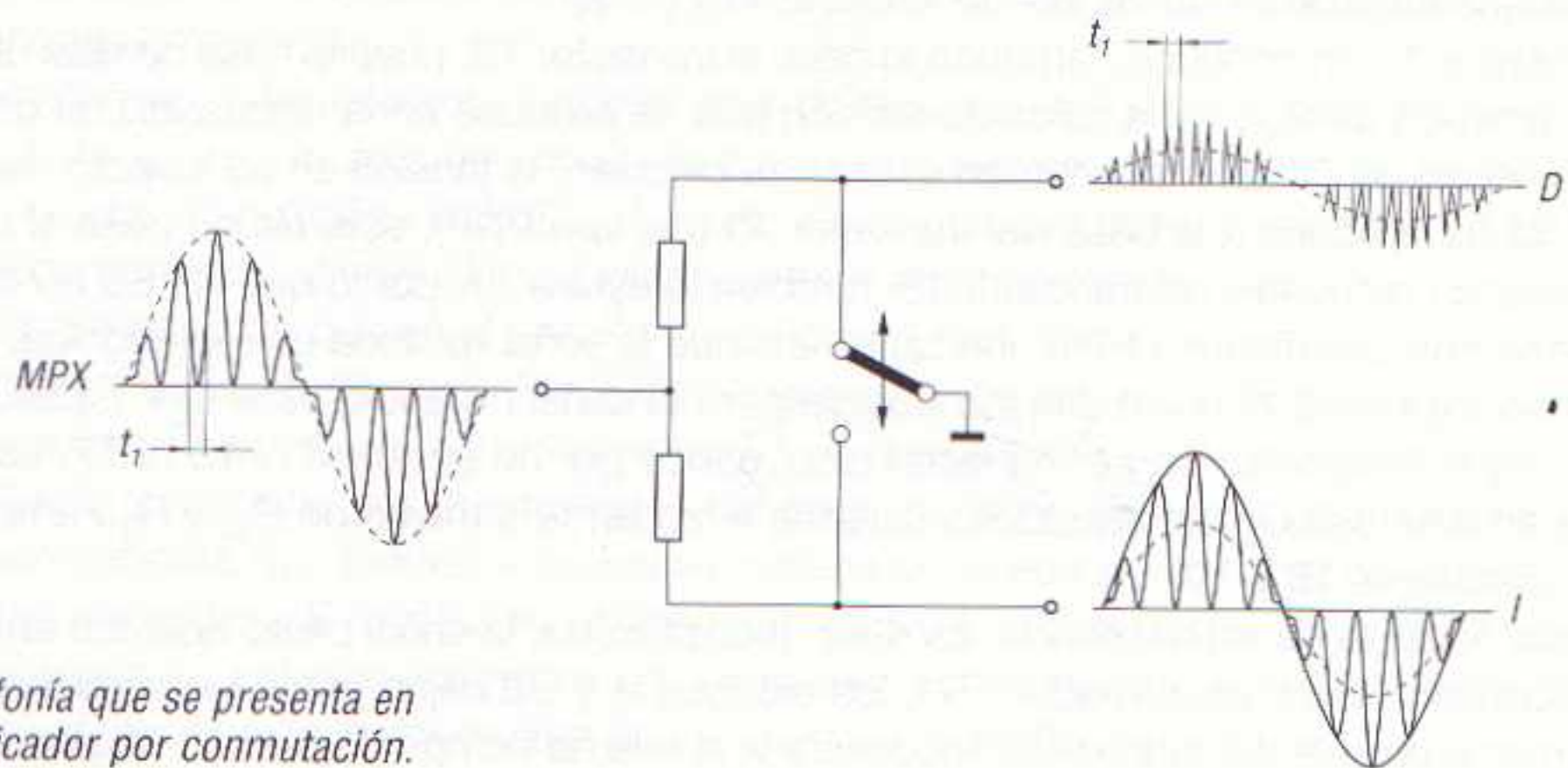
En la figura 11.21 se observa que $T6$ está en paralelo con $T5$, por lo que la tensión entre colector y emisor de $T5$ queda cortocircuitada y, como consecuencia, aunque se reciba una señal

MPX, el decodificador no actúa aunque $T5$ esté bloqueado. En este caso, es decir, con señales MPX débiles, el único camino para la señal es el $D + I$, por lo que la recepción pasa a ser monofónica. Con este sistema se garantiza que sólo las señales MPX con una buena relación señal/ruido sean codificadas.

DECODIFICADOR POR CONMUTACIÓN

Para comprender cómo se separan las componentes D e I de la señal MPX en un decodificador por conmutación, debemos recordar cómo se produce la señal MPX en un codificador por conmutación (figura 11.6). En la decodificación el proceso se invierte, es decir, la señal MPX se aplica a la entrada y en la salida se obtienen los canales derecho e izquierdo.

El decodificador por conmutación es el más utilizado en receptores estereofónicos de tipo medio, ya que es de diseño más sencillo que el decodificador por adición. Sin embargo, los resultados no son tan buenos como los del decodificador por adición, pues presenta una fuerte diafonía positiva que debe corregirse. Esta diafonía se presenta porque los componentes de la subportadora que aparecen como bandas laterales tienen forma senoidal.



11.22 Diafonía que se presenta en un decodificador por conmutación.

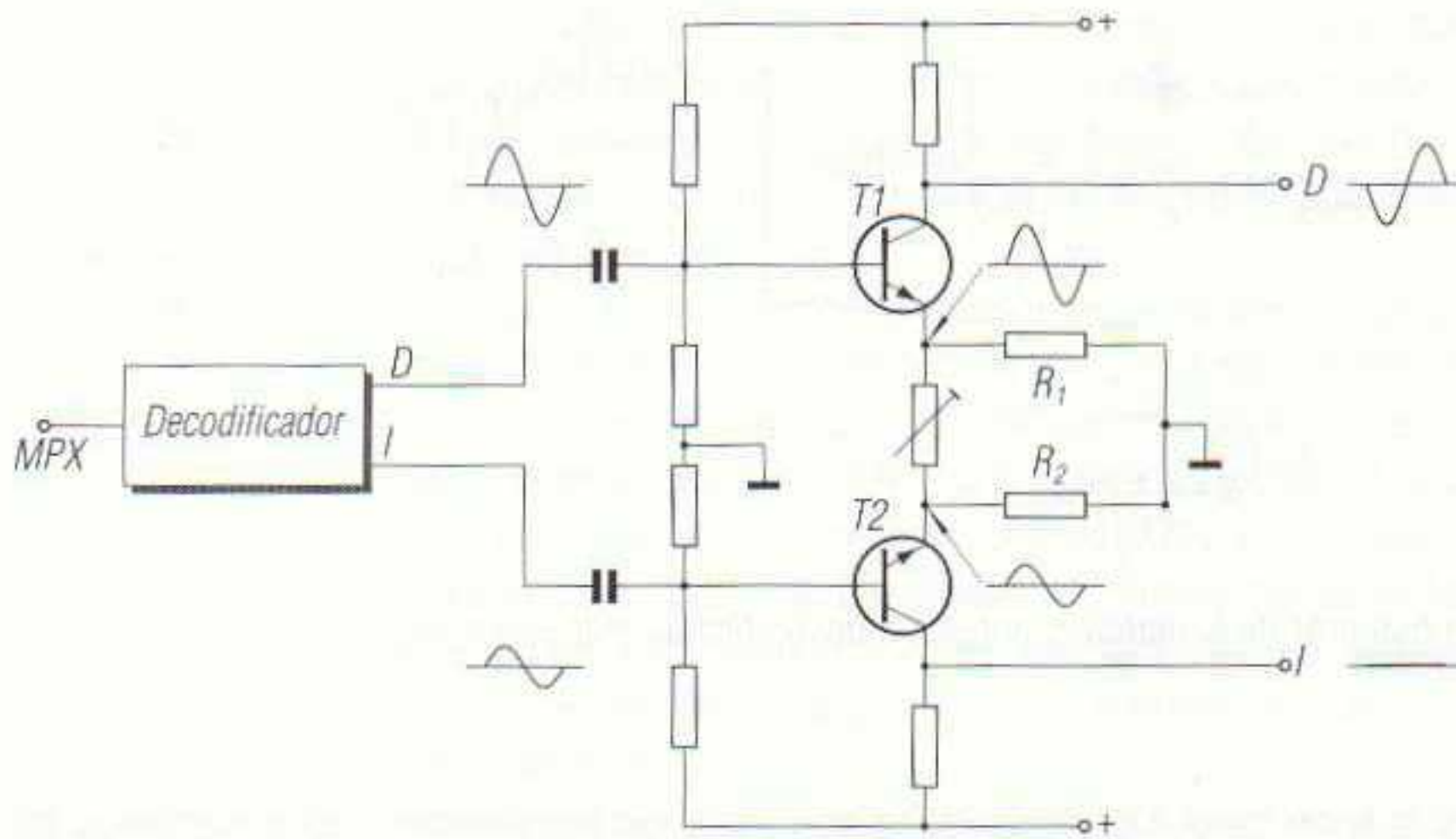
Supóngase que una señal MPX con el canal I excitado se aplica a un decodificador por conmutación (figura 11.22).

En la citada figura se ha representado el decodificador mediante un conmutador de dos posiciones que conmuta a 38 kHz. Cuando el conmutador permite el paso de la señal MPX hacia la salida D , en ese momento la componente ultrasónica $D - I$ no tiene un valor nulo; es decir, que durante el tiempo t_1 de la figura 11.22, en el cual el conmutador deja pasar la señal MPX hacia el canal D , dicha señal no tiene valor cero, sino que, al ser senoidal, va disminuyendo progresivamente de valor hasta alcanzar el valor cero y luego vuelve a crecer.

Como consecuencia, en la salida D aparecen unas semiondas con las crestas dirigidas hacia la línea cero (onda dibujada en la salida D de la figura 11.22, con indicación de la forma de onda que se produce durante el tiempo de conmutación t_1). Lógicamente, esta onda en la salida del canal D es una señal parásita, puesto que sólo está excitado el canal I . Midiendo el valor eficaz de esta señal parásita (dibujado mediante línea de trazo en la figura 11.22), puede demostrarse que su amplitud es de -13 dB con respecto al valor eficaz de la señal del canal izquierdo.

Por tanto, se deduce que un decodificador por conmutación como el descrito no permite obtener una separación entre canales superior a 13 dB, por lo que es preciso recurrir a unos circuitos correctores que disminuyan la amplitud de la señal parásita.

Para compensar la diafonía, es decir, para aumentar la separación entre canales, existen dos tendencias: la primera consiste en efectuar la corrección después de la decodificación, y la segunda, antes de la decodificación.



11.23 Circuito reductor de la diafonía después del decodificador por conmutación.

En la figura 11.23 se ha dibujado el esquema de un corrector de diafonía para aplicar la corrección después de la decodificación. El circuito consiste en una etapa amplificadora por canal, y ambas etapas están relacionadas mediante una resistencia ajustable conectada entre los emisores. El funcionamiento del circuito de esta figura es como sigue: supóngase que la emisora sintonizada transmite sólo por el canal D. Como consecuencia de la diafonía propia del decodificador de conmutación, en la salida de éste se obtiene la señal en el canal D y otra señal parásita, de igual fase y frecuencia, en el canal I, pero atenuada 13 dB. Ambas señales se aplican a las bases de los transistores amplificadores $T1$ y $T2$, y en sus emisores aparecen de nuevo dichas señales, puesto que, como se aprecia en el esquema de la figura 11.23, los emisores no están desacoplados.

Ahora bien, a través de la resistencia ajustable se aplica la señal de emisor de $T1$ al emisor de $T2$, disminuida en amplitud ya que la resistencia ajustable forma con la resistencia R_2 un divisor de tensión, de forma que el valor de la señal aplicada al emisor de $T2$ tenga la misma amplitud que la señal parásita presente en él. Esto se consigue mediante el ajuste de la resistencia ajustable, de forma que el divisor de tensión proporcione el valor de tensión deseado. En esta circunstancia no existen variaciones relativas de tensión entre base y emisor de $T2$, por lo que en su colector no aparece tensión alguna.

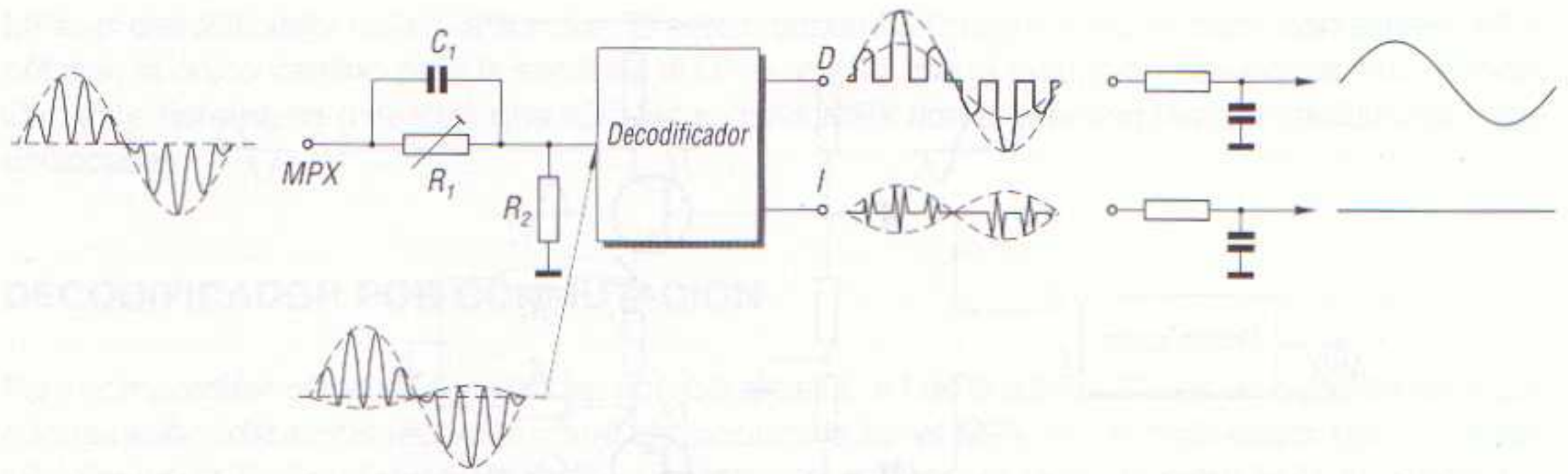
Dado que el circuito es simétrico, el proceso es idéntico cuando es el canal I el activado y el D donde no aparece la señal parásita, aunque lógicamente debe tenerse presente que en este caso la tensión aplicada al emisor de $T1$, procedente del emisor de $T2$, lo hace a través del divisor de tensión formado por R_1 y la resistencia ajustable.

El circuito descrito se utiliza en aquellos casos en los que se precisa una cierta amplificación de la señal en la salida del decodificador.

Veamos ahora el segundo procedimiento, es decir, aquel en el que la corrección se hace antes de la decodificación. En la figura 11.24 se ha dibujado el esquema de este circuito. En él se ha dibujado una señal MPX aplicada a la entrada del decodificador, y que contiene sólo la información del canal D.

Mediante el condensador C_1 y el divisor de tensión formado por R_1 y R_2 , se consigue que el contenido de las bajas frecuencias ($D + I$) de la señal MPX aplicada al decodificador disminuya respecto al contenido de altas frecuencias ($D - I$). Efectivamente, al ofrecer el condensador C_1 mayor reactancia al paso de las bajas frecuencias, la tensión en bornes del conjunto C_1R_1 aumenta con las bajas frecuencias $D + I$, disminuyendo así la tensión en R_2 para dichas frecuencias.

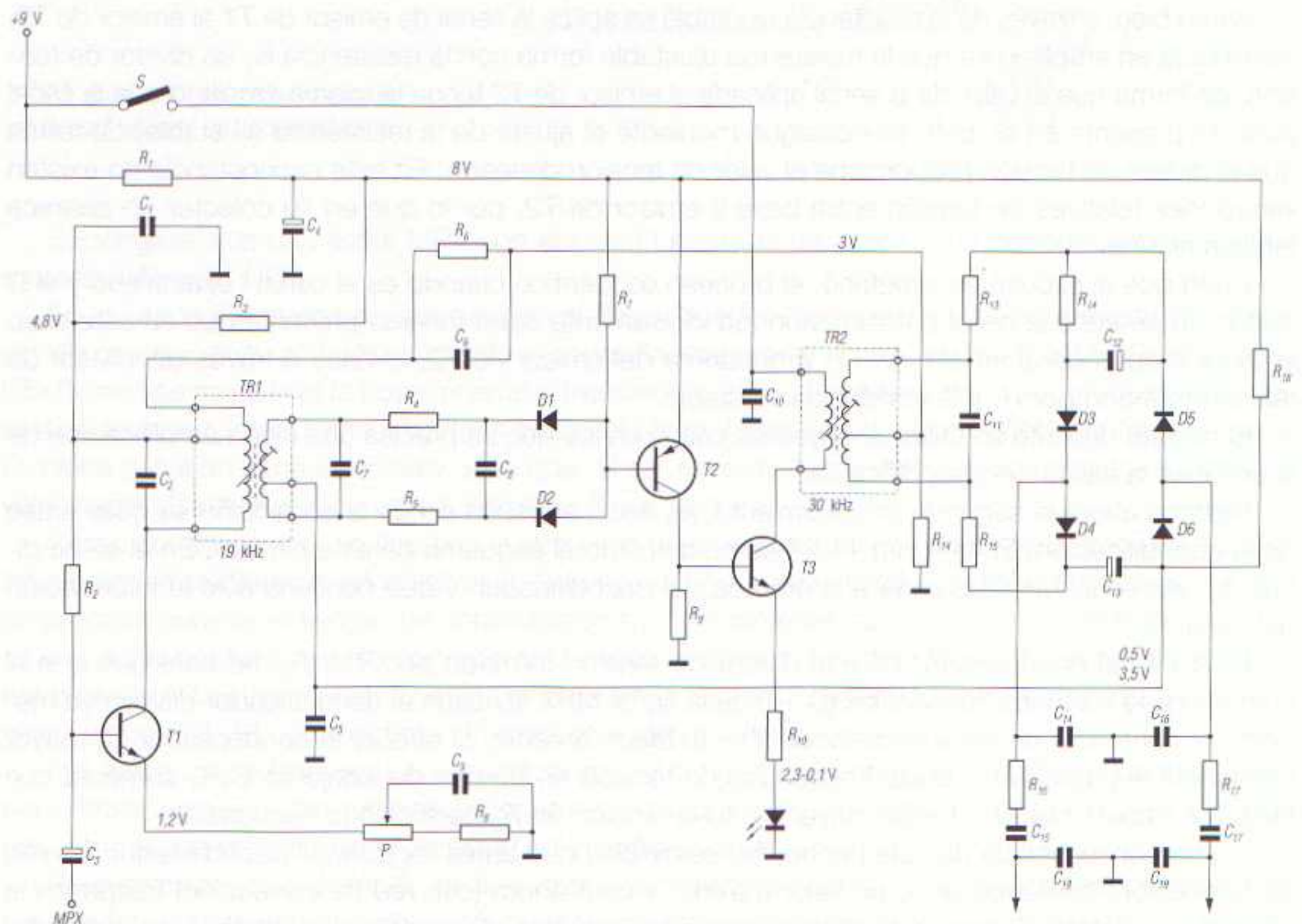
Como consecuencia de este hecho, los semiciclos que antes llegaban al decodificador (sin red de corrección) oscilando entre un valor máximo y cero ahora (con red de corrección) traspasan la línea cero, es decir, entran en la zona de polaridad opuesta. Ajustando el valor de R_1 se puede lograr que en la salida del decodificador, en el canal no excitado, se acerque el valor eficaz de la se-



11.24 Circuito reductor de la diafonía, antes del decodificador por conmutación.

ñal parásita a la línea cero. Disponiendo a continuación los correspondientes filtros de desénfasis, se elimina totalmente cualquier señal parásita del canal no excitado.

Veamos ahora el principio de funcionamiento del decodificador por conmutación: para ello debe recordarse que el sistema consiste en dirigir alternativamente la señal MPX hacia las salidas derecha e izquierda al ritmo de los 38 kHz de la subportadora. Al igual que los decodificadores por adición, los decodificadores por conmutación han de ser compatibles con las emisiones monofónicas e indicar cuándo se produce la recepción de la señal estereofónica. En la figura 11.25 se puede ver el esquema de un decodificador por conmutación que cumple con todos los requisitos expuestos. El funcionamiento de este decodificador es como sigue: la señal MPX se aplica, a través del condensador C_3 , a la base del transistor $T1$, donde es amplificada. En colector de $T1$ se dispone un circuito resonante, formado por el primario de $TR1$ y el condensador C_2 en paralelo con él, mediante el cual se separa la señal piloto. Para que esto sea posible el circuito resonante está sintonizado a 19 kHz.



11.25 Esquema de un decodificador por conmutación transistorizado.

En el esquema de la figura 11.25 se aprecia que el secundario de $TR1$, junto con el condensador C_7 , forma un circuito resonante, igualmente sintonizado a 19 kHz. Conectado a este segundo circuito resonante se encuentra el doblador de frecuencia, constituido por los diodos $D1$ y $D2$. Las resistencias R_4 y R_5 y el condensador C_8 corrigen la fase de la señal piloto antes de ser doblada en frecuencia.

La base de $T2$ se encuentra al mismo potencial que el emisor de este transistor gracias a la resistencia R_7 , por lo que en ausencia de señal el citado transistor no conduce. Como consecuencia, tampoco conduce $T3$, por lo que el LED testigo de estereofonía permanece apagado, puesto que está en serie con el emisor de $T3$. Al aplicar una señal MPX a la entrada del circuito, los semiciclos negativos de la componente de 19 kHz que aparecen en la unión de $D1$ y $D2$ hacen que el transistor $T2$ entre en estado de conducción y, con él, el transistor $T3$, iluminándose el LED. En el circuito de colector de $T3$ se dispone un circuito oscilante, sintonizado a 38 kHz, el cual se encarga de dar forma senoidal a la señal doblada por los diodos $D1$ y $D2$. La conmutación de la señal MPX se lleva a cabo mediante los diodos $D3$ a $D6$.

Si en el secundario de $TR2$ está presente la subportadora regenerada, en el punto de unión de $D6$ y C_{13} aparece una tensión negativa, la cual es el resultado de la rectificación de la subportadora de 38 kHz por los diodos $D5$ y $D6$. Esta tensión negativa se aplica a la base de $T2$ a través del circuito formado por el filtro $R_{11}C_5$, el secundario de $TR1$, las resistencias R_4 y R_5 y los diodos $D1$ y $D2$. De esta forma se refuerza la conducción de $T2$ y, en consecuencia, el LED indicará la presencia de una emisión estereofónica.

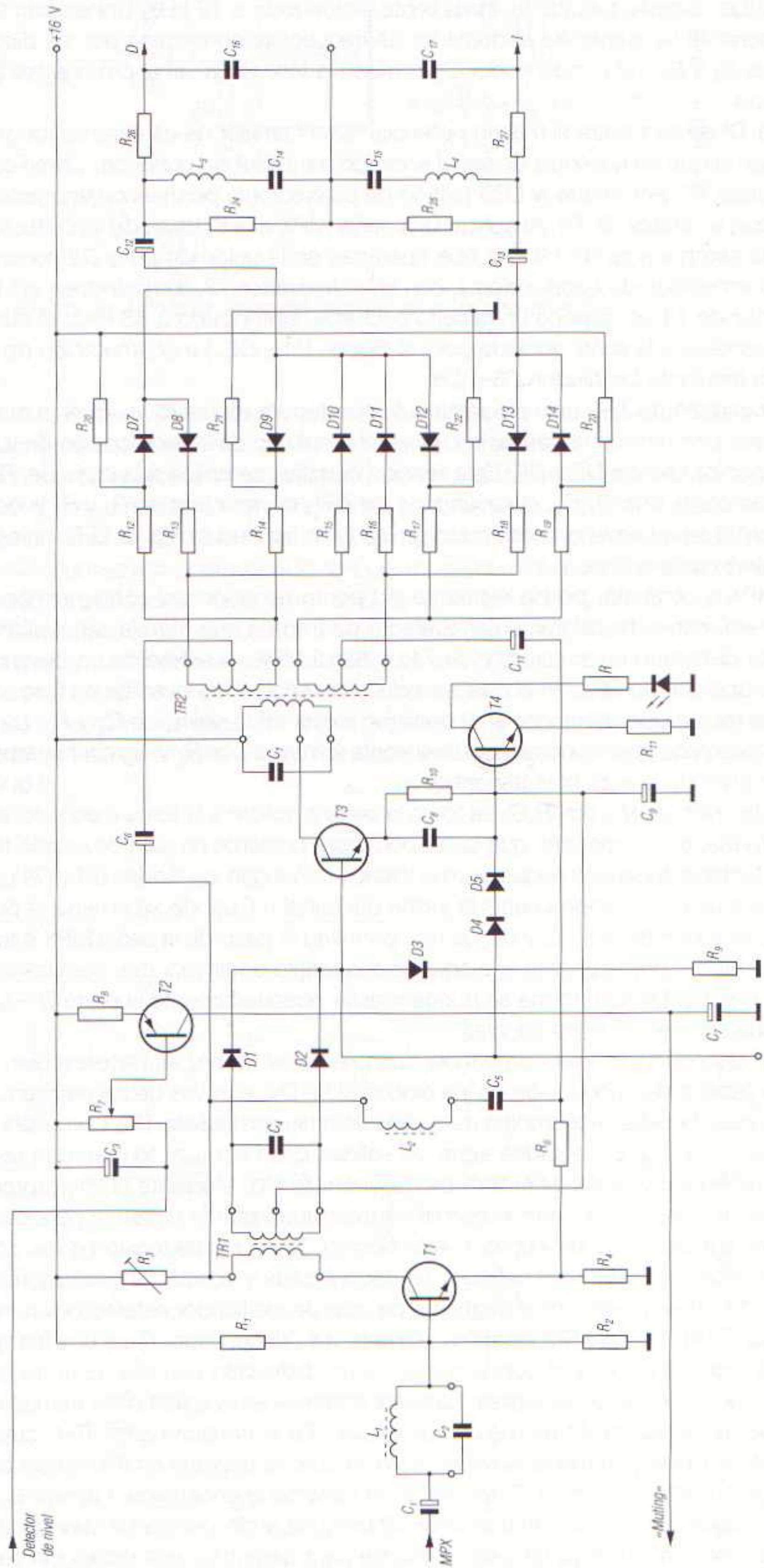
La señal MPX a conmutar podría extraerse del punto de unión del condensador C_2 con la resistencia R_3 , pero, con el fin de aumentar el efecto de trampa que para la señal piloto tiene el circuito resonante dispuesto en el colector de $T1$, la señal MPX se extrae de un devanado adicional en serie con el primario de $TR1$, en el cual se induce la señal piloto invertida en fase, oponiéndose, por tanto, a los restos que de dicha señal pudieran existir en la unión de C_2 y R_3 . La señal MPX a conmutar se hace pasar por el corrector de diafonía formado por R_6 y C_6 conjuntamente con R_{12} , y cuyo funcionamiento se estudió anteriormente.

Del punto de unión de R_{12} con R_6C_6 se toma la señal a aplicar a la toma media del secundario de $TR2$. De esta forma, en el momento que la subportadora presente en este devanado tenga un valor positivo en su terminal superior y negativo en el inferior, conducen los diodos $D3$ y $D4$ pasando la señal MPX a través de estos diodos hacia la salida del canal I. Cuando se invierta la polaridad de la subportadora, serán los diodos $D5$ y $D6$ los que permitan el paso de la señal MPX hacia el canal D.

El potenciómetro P permite variar el efecto de desacoplo de emisor que para las frecuencias ultrasónicas supone C_9 . De esta forma se puede regular adecuadamente la parte D - I, con el fin de lograr la máxima separación entre canales.

Para que el decodificador sea compatible con una señal mono, se hace circular una pequeña corriente en el sentido de conducción de los diodos $D3$ a $D4$, a través de las resistencias R_{14} y R_{18} . De esta forma pasa la señal monofónica de audio hacia las dos salidas D e I simultáneamente. Los condensadores C_{18} y C_{19} , conectados entre las salidas D e I y masa, forman con las resistencias R_{16} y R_{17} y la impedancia de salida el filtro de desacentuación. Mediante el interruptor S se aplica, o no, la tensión de colector a $T3$, por lo que dicho interruptor puede utilizarse para conmutar el circuito de estéreo a mono. Si el interruptor S está abierto, $T3$ no recibe tensión en su colector, por lo que aunque se reciba en estéreo la señal no es decodificada y la audición será monofónica.

En la figura 11.26 se puede ver el esquema de otro decodificador estereofónico transistorizado de alta fidelidad. En él la señal MPX se aplica, a través del condensador C_1 , a una trampa de 67 kHz formada por la inductancia L_1 y el condensador C_2 en derivación con ella. Esta trampa sólo tiene acción en la escucha de ciertas emisoras. La señal obtenida en la salida de la trampa de 67 kHz se aplica a la base del transistor $T1$ para su amplificación. En el transformador $TR1$, cuyo secundario está sintonizado a 19 kHz, se extrae la señal piloto, la cual es doblada en frecuencia por los diodos $D1$ y $D3$ y luego amplificada por $T3$. El transistor $T4$ controla el encendido o apagado del LED indicador de recepción estereofónica. El transistor $T2$ bloquea al decodificador cuando la señal de RF presente en la antena no alcanza un nivel suficiente para garantizar una recepción satisfactoria. El transformador $TR2$ posee dos secundarios, cada uno de ellos conectado a sendos grupos de diodos conmutadores.

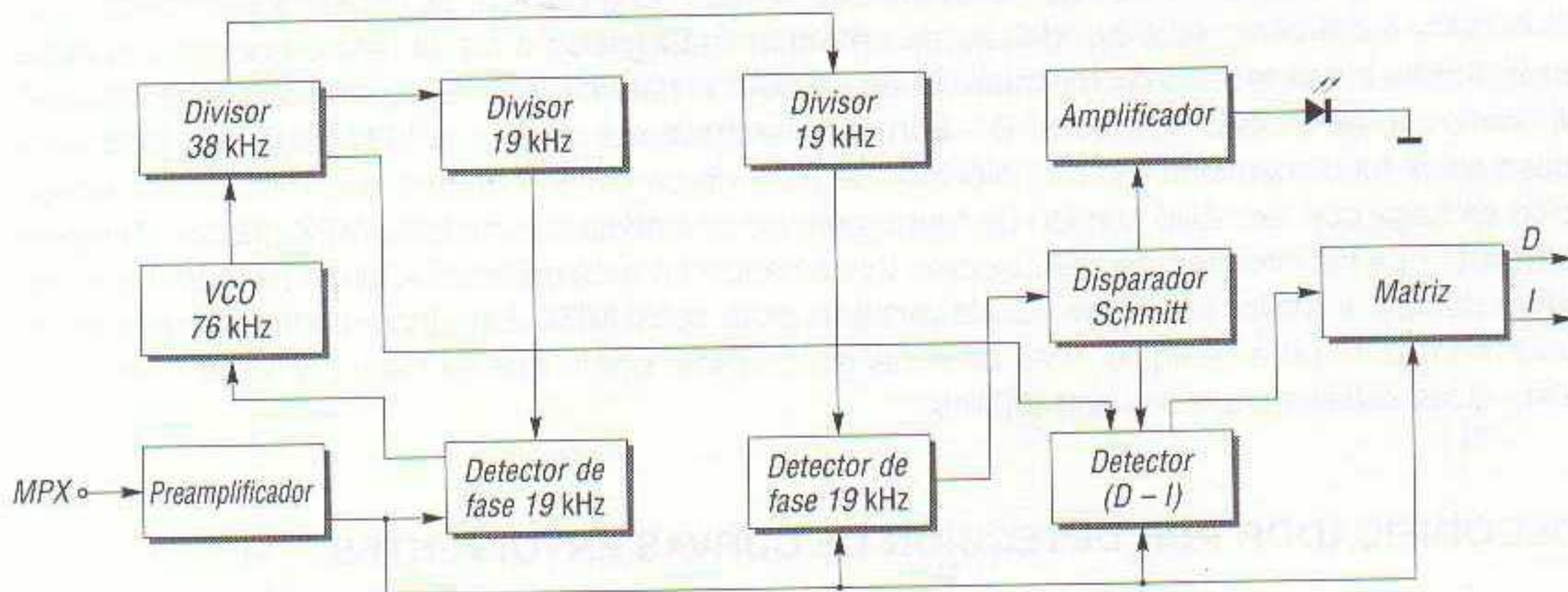


11.26 Circuito decodificador por conmutación, de alta fidelidad.

El grupo de diodos $D10$ a $D13$ separa la señal MPX procedente del emisor de $T1$, mientras que el grupo de diodos $D6$ a $D9$ hace lo mismo pero con la señal MPX invertida en fase y de amplitud menor procedente del colector de $T1$. Las salidas de ambos grupos de diodos están unidas de forma que las señales de menor amplitud separadas por $D6$ a $D9$ se opongan a las señales indeseables (diafonía) que aparecen en el grupo inferior, consiguiéndose así una separación correcta entre los canales. La máxima separación se logra mediante un ajuste correcto de R_3 , puesto que dicha resistencia permite variar el nivel de la componente de menor amplitud. La inductancia L_2 y el condensador C_5 forman una trampa de 19 kHz, y L_3 y C_{14} por una parte y L_4 y C_{15} por otra, suprimen los restos de subportadora que puedan quedar en los canales de salida.

DECODIFICADOR PLL

El decodificador con bloqueo de fase o PLL (*Phase Locked Loop*) es, en la actualidad, el más utilizado y con mejores resultados finales, debido a su precisión en copiar una frecuencia dentro de un margen de variación muy pequeño. En el proceso de decodificación es muy importante que la generación de la subportadora no presente variación con la utilizada en el subcanal D - I durante la emisión, lo cual se consigue con mucha exactitud en los decodificadores PLL. Aunque los circuitos PLL se conocen desde hace mucho tiempo, hasta la aparición de los circuitos integrados no se puede decir que fuesen utilizados en los receptores de radio de FM estéreo. Esto se debe a que un circuito PLL precisa de un cierto número de componentes activos que hacen costosa y difícil su realización práctica. Por dicho motivo los decodificadores PLL se realizan con circuitos integrados, por lo que en este apartado sólo se expone su principio de funcionamiento.



11.27 Esquema de bloques de un decodificador PLL.

En la figura 11.27 se ha dibujado el diagrama de bloques de un decodificador PLL. Consta de un oscilador controlado por tensión (VCO), el cual se ajusta a una frecuencia propia de 76 kHz, la cual debe ser lo más precisa posible. Esta frecuencia debe poseer una tolerancia de ± 10 Hz. Mediante la tensión de error se obliga al VCO a oscilar a una frecuencia cuatro veces mayor que la de la señal piloto, compensando las posibles desviaciones tanto del propio oscilador como de la emisora.

El funcionamiento del circuito es como sigue: la señal, procedente del detector de FM, se aplica a un preamplificador de baja distorsión, el cual se encarga de separar los circuitos internos del decodificador respecto al detector. La señal no sufre en el preamplificador ninguna modificación en su composición, es decir, sólo es amplificada. La señal MPX amplificada se aplica, simultáneamente, a un detector de fase de 19 kHz, al detector de la señal diferencia D - I (38 kHz) y a la matriz que efectuará la decodificación. La señal de 76 kHz del VCO se aplica a un divisor de frecuencia, cuya salida de 38 kHz corresponde a la subportadora suprimida de la señal diferencia D - I y aplicada al detector D - I.

Paralelamente, otro divisor de frecuencia proporciona una señal de 19 kHz, la cual se aplica al detector de fase a fin de ser comparada con la señal piloto. La comparación de ambas señales, si éstas son diferentes, proporciona una tensión de error que se aplica al VCO para que corrija su frecuencia de oscilación. Con ello la frecuencia y la fase del VCO se mantienen en 76 kHz con una tolerancia de ± 10 Hz. Una vez obtenida la subportadora de 38 kHz, ya se puede efectuar la decodificación. De este modo, en el detector de la señal diferencia $D - I$ se mezcla la señal subportadora de 38 kHz con la señal MPX procedente del preamplificador, la cual incluye las bandas laterales de modulación. Así, en la salida del detector $D - I$ aparece la señal diferencia $D - I$ que se aplica a la matriz.

A la matriz se aplican, por tanto, dos señales: una procedente del detector $D - I$ y otra MPX procedente del preamplificador que contiene la señal suma $D + I$. En la matriz se produce la suma y diferencia de las señales, obteniéndose las igualdades:

$$(D + I) + (D - I) = 2 D$$

$$(D + I) - (D - I) = 2 I$$

En la salida de la matriz aparecen separadas las señales de los canales derecho e izquierdo, para ser amplificadas por los amplificadores de audio.

Veamos ahora para qué sirve el resto del circuito de la figura 11.27. En primer lugar se tiene que la señal de 38 kHz, procedente del primer divisor de frecuencia, se aplica a un segundo divisor de frecuencia que la divide por 2. La señal obtenida en este segundo divisor de frecuencia se aplica a un detector de presencia de la señal piloto. Dicho detector compara la señal interna de 19 kHz, de amplitud constante, con la amplitud de la señal piloto procedente del preamplificador. Si la señal piloto supera un nivel determinado, se obtiene una señal en la salida del circuito que acciona un disparador Schmitt. El disparador Schmitt pone en funcionamiento el circuito detector de la señal diferencia $D - I$ y el amplificador que activa el LED testigo de presencia de señal estereofónica. Si el nivel de la señal piloto está por debajo de un determinado valor, o no se recibe por ser una señal monofónica, la salida del detector piloto no será suficiente para efectuar el disparo del circuito Schmitt y, como consecuencia, el detector $D - I$ no entra en funcionamiento y el LED se apaga. El circuito pasa así al funcionamiento en monofónico. Se trata de un circuito *muting* que evita que la recepción se haga con excesivo soplido de fondo cuando se trabaja con señales MPX débiles. Téngase presente que los circuitos decodificadores funcionando en estéreo proporcionan un incremento de ruido debido al mayor ancho de banda pasante de la señal MPX. Este incremento de ruido es de valor constante para cualquier nivel de señal sintonizada, por lo que se hace particularmente molesto si las señales captadas son débiles.

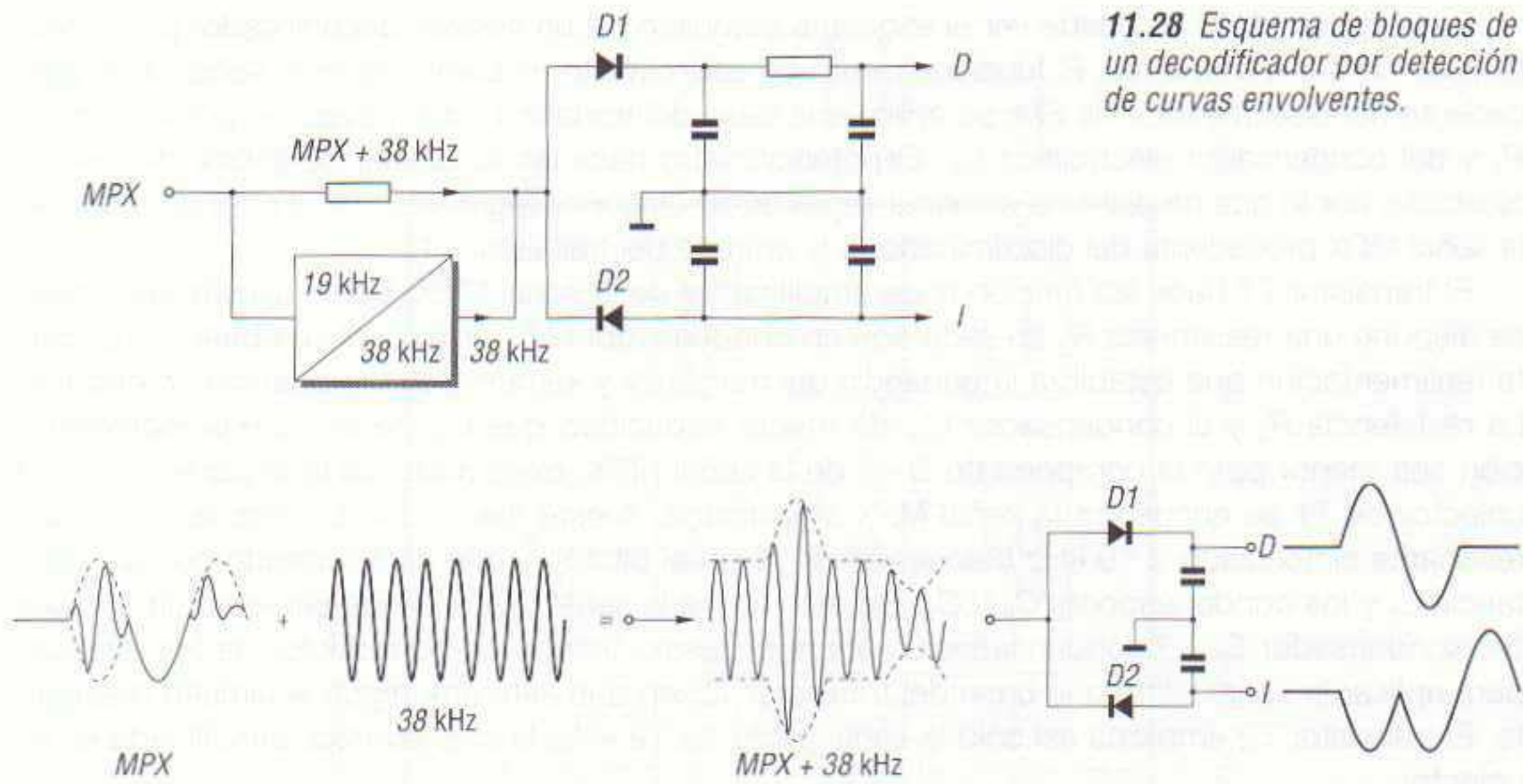
DECODIFICADOR POR DETECCIÓN DE CURVAS ENVOLVENTES

El decodificador por detección de curvas envolventes está prácticamente en desuso; sin embargo, en las líneas que siguen se expone su funcionamiento por el interés que pueda tener para el lector.

Este sistema de decodificación de una señal MPX puede considerarse como un circuito intermedio entre el decodificador por adición y el decodificador por conmutación, ya que utiliza del primero el sistema de detección y del segundo el no precisar separación entre la señal suma $D + I$ y las bandas laterales $D - I$.

En la figura 11.28 se ha dibujado el esquema de bloques de un decodificador por detección de curvas envolventes. Como se aprecia en él, tiene semejanza con el decodificador por adición, pero en este caso se aprovecha la mezcla entre $D + I$ y $D - I$ existente en la señal MPX, en lugar de separar ambas señales para sumarlas después de la detección.

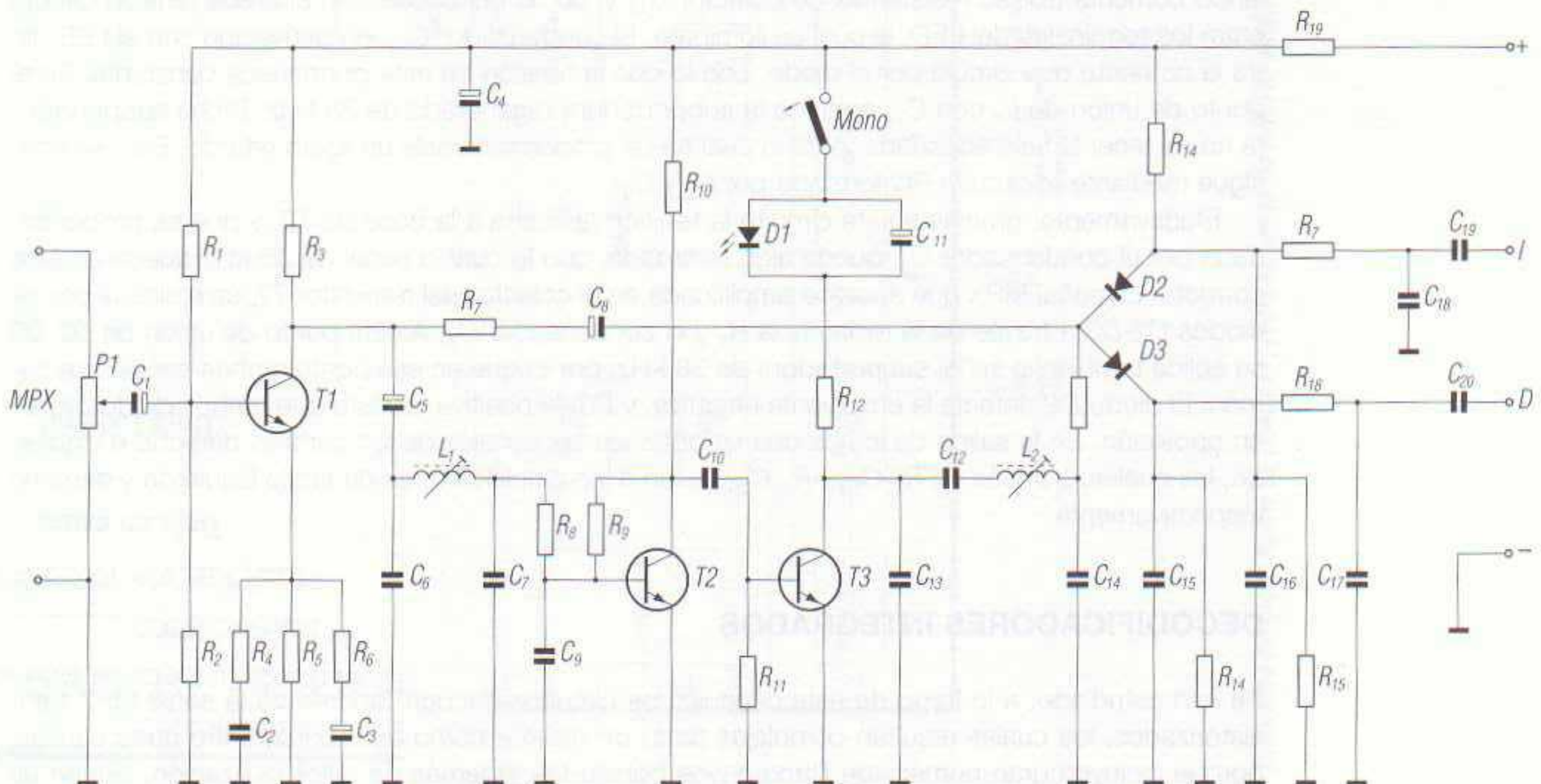
En la figura 11.29 se muestra el tratamiento que sufre la señal MPX en este decodificador. La señal MPX contiene las informaciones de los dos canales en forma de envolventes entrecruzadas, por lo que, si se añade la subportadora de 38 kHz, se separan ambas envolventes, apareciendo la perteneciente a un canal en la mitad superior de la señal y la otra en la parte inferior. En esta circunstancia basta que un diodo detecte la envolvente superior para obtener uno de los canales y otro diodo, en sentido inverso, detectará la envolvente inferior perteneciente al otro canal.



11.28 Esquema de bloques de un decodificador por detección de curvas envolventes.

11.29 Tratamiento de la señal MPX en un decodificador por detección de curvas envolventes.

En un principio parece que este sistema es muy simple y, como consecuencia, no se comprende por qué no se utiliza. El motivo está en que tiene como defecto el hecho de dejar como residuo un elevado porcentaje de subportadora, la cual es necesario eliminar mediante complejos filtros, y que presenta una distorsión superior a la de los otros sistemas. Para reducir la distorsión se pueden separar las envolventes del codo de las curvas características de los diodos mediante un aumento del nivel de la subportadora regenerada, pero lógicamente esta solución aumenta el porcentaje de portadora que queda como residuo y, como consecuencia, aumentan las dificultades en el diseño de los filtros.



11.30 Circuito decodificador por detección de curvas envolventes.

En la figura 11.30 se puede ver el esquema completo de un sencillo decodificador por detección de curvas envolventes. El funcionamiento de este circuito es como sigue: la señal MPX, procedente del discriminador de FM, se aplica a la base del transistor $T1$ a través del potenciómetro P_1 y del condensador electrolítico C_1 . El potenciómetro hace las funciones de divisor de tensión ajustable, por lo que mediante el accionamiento de su cursor se logra adecuar el nivel de salida de la señal MPX procedente del discriminador a la entrada del transistor $T1$.

El transistor $T1$ hace las funciones de amplificador de la señal MPX. En su circuito de emisor se dispone una resistencia R_6 en serie con un condensador C_3 , con lo cual se obtiene una cierta realimentación que estabiliza la ganancia del transistor y aumenta su impedancia de entrada. La resistencia R_4 y el condensador C_2 , de menor capacidad que C_3 , hacen que la realimentación sea menor para la componente D - I de la señal MPX, mejorando así la separación. En el colector de $T1$ se encuentra la señal MPX amplificada. A este electrodo se conecta un circuito resonante sintonizado a 19 kHz (frecuencia de la señal piloto), y que está formado por la inductancia L_1 y los condensadores C_6 y C_7 . De esta forma la señal piloto puede ser extraída a través del condensador C_5 . El condensador C_7 actúa al mismo tiempo como reductor de impedancia, para aplicar la señal piloto a la base del transistor $T2$ sin que éste amortigüe al circuito resonante. El transistor $T2$ amplifica así sólo la señal piloto de 19 kHz, la cual aparece amplificada en su colector.

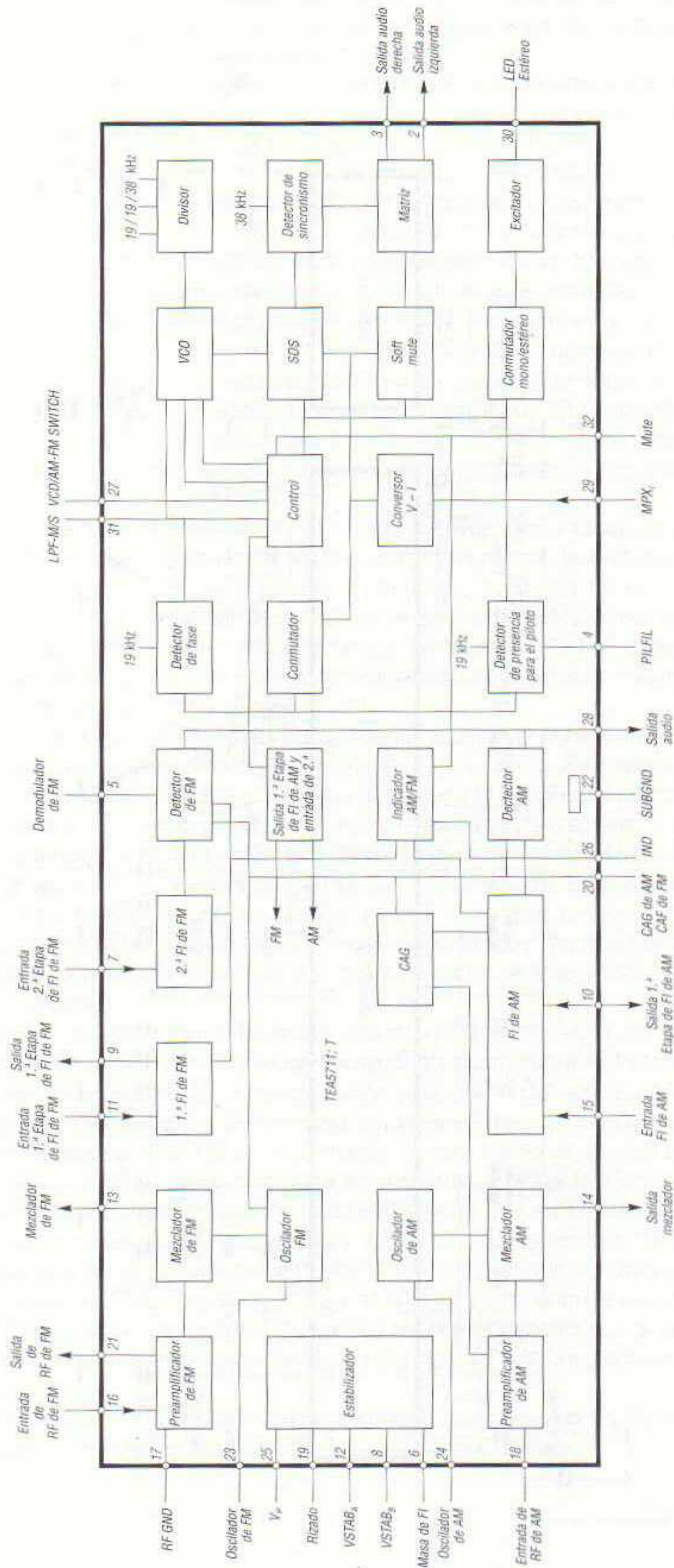
A través del condensador C_{10} la señal piloto se aplica a la base del transistor $T3$, el cual trabaja en clase C, es decir, sin polarización de base. De esta forma en su colector se obtiene la señal de 19 kHz con un elevado contenido de armónicos pares. Como consecuencia, y teniendo en cuenta que el primer armónico par es el de 38 kHz, basta disponer en su colector el circuito resonante formado por la inductancia L_2 y los condensadores C_{12} , C_{13} y C_{14} para obtener la frecuencia de 38 kHz de la subportadora. La resistencia R_{12} es la carga de $T3$, por lo que, como este transistor sólo conduce durante los semiciclos positivos de la señal piloto aplicada a su base, resulta lógico que si no existe dicha señal este transistor permanezca bloqueado y, por lo tanto, no circula corriente por la resistencia de carga. Toda la tensión aparece entonces entre colector y emisor de $T3$ y el LED $D1$ permanece apagado.

En el momento de recibir una señal piloto de 19 kHz de una emisora que transmita en estéreo, el transistor $T3$ pasa durante los semiciclos positivos de esta señal al estado de conducción, circulando corriente por su resistencia de colector R_{12} y, como consecuencia, aparece tensión directa entre los terminales del LED, el cual se iluminará. El condensador C_{11} , en derivación con el LED, filtra la corriente que circula por el diodo, con lo que la tensión en éste permanece constante. En el punto de unión de L_2 con C_{14} aparece la subportadora regenerada de 38 kHz. Dicha subportadora ha de tener la fase adecuada, para lo cual ha de proporcionársele un ligero retardo. Esto se consigue mediante el circuito RC formado por R_8 y C_9 .

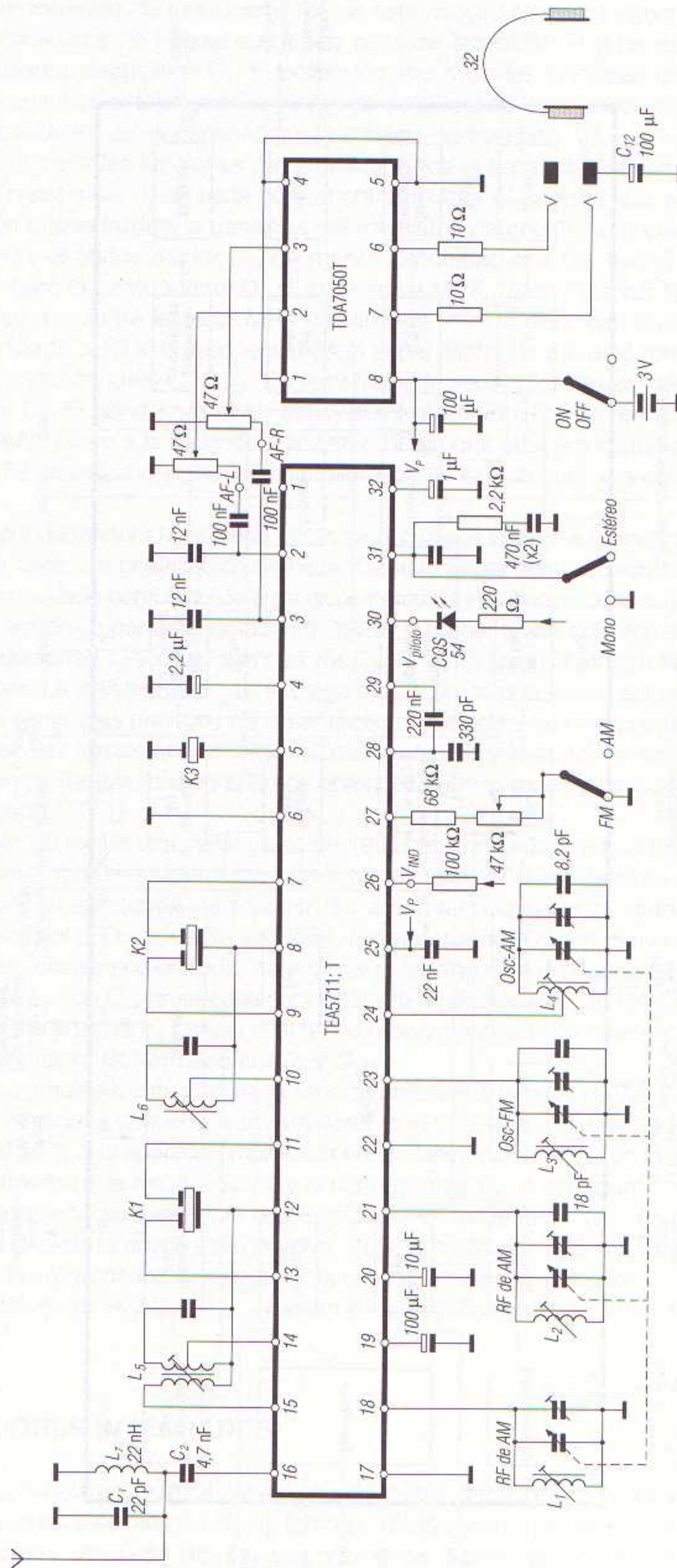
Efectivamente, gracias a este circuito la tensión aplicada a la base de $T2$, y que es proporcionada por el condensador C_9 , queda algo retardada, con lo cual la señal de 38 kHz queda en fase correcta. La señal MPX que aparece amplificada en el colector del transistor $T1$, se aplica al par de diodos $D2$ - $D3$ a través de la resistencia R_7 y el condensador C_8 . A este punto de unión de $D2$ - $D3$ se aplica también la señal subportadora de 38 kHz, por lo que en ese punto ambas señales se suman. El diodo $D2$ detecta la envolvente negativa, y $D3$, la positiva, puesto que ambos diodos están en oposición. En la salida de los diodos se obtienen las señales de los canales derecho e izquierdo, los cuales, a través de $R_{17}C_{19}$ y $R_{18}C_{20}$ pasan a los amplificadores de audio izquierdo y derecho respectivamente.

DECODIFICADORES INTEGRADOS

Se han estudiado, a lo largo de este capítulo, los circuitos decodificadores de la señal MPX transistorizados, los cuales resultan complejos tanto de diseñar como de montar, entre otras causas, porque incluyen gran número de filtros cuyos bobinados, además de difícil realización, exigen un ajuste correcto con ayuda de instrumental adecuado. Un ajuste incorrecto de los filtros da al traste con el mejor diseño y, como consecuencia, con toda una paciente labor.



11.31 Diagrama de bloques del IC TEA5711, receptor de radio AM/FM estéreo.



11.32 Circuito de radio completo AM/FM estéreo, utilizando los integrados TEA5711 y TDA7050T de PHILIPS.

Los decodificadores integrados facilitan enormemente la fabricación de receptores de radio estereofónicos, hasta tal punto que puede afirmarse que el gran auge de estos aparatos parte de la aparición en el mercado de decodificadores integrados.

El decodificador integrado se diseña según el principio de la decodificación con PLL, estudiada en el apartado anterior de este capítulo, por lo que en las líneas que siguen sólo se describen las particularidades más sobresalientes del IC TEA5711 de la firma PHILIPS.

En la figura 11.31 se ha dibujado el diagrama de bloques del TEA5711, el cual incluye un estabilizador con el fin de que el margen de tensión de funcionamiento del mismo sea bastante amplio (de 1,8 a 12 V). La corriente de alimentación oscila entre 11,9 y 18,9 mA cuando trabaja en AM, y entre 13,5 y 20,5 mA cuando lo hace en FM. La sensibilidad de este IC a las señales de AM oscila entre 40 y 70 μV , proporcionando una tensión de salida de audio entre 36 y 70 mV con una THD máxima del 2 %. En FM la sensibilidad a las señales de RF oscila entre 1 y 3,8 μV , proporcionando una tensión de salida de audio comprendida entre 50 y 72 mV con tan sólo un 0,8 % de THD máxima. La separación entre canales de la señal MPX está comprendida entre 26 y 30 dB.

Se presenta en el comercio en encapsulado de plástico DIL de 32 patitas (SOT232-1) y en encapsulado pequeño para montaje superficial de 32 patitas (SOT287-1). En el primer caso la longitud del IC es de unos 29 mm y un ancho de 9 mm, mientras que en el segundo la longitud es de unos 20,5 mm con un ancho de unos 9 mm.

En el diagrama de bloques de la figura 11.31 se pueden apreciar todas las etapas de este circuito integrado, de las que merece destacar las correspondientes al decodificador de la señal MPX. Se puede comprobar en esta figura la presencia del VCO y del divisor de frecuencia para obtener la señal piloto de 19 kHz. La señal MPX obtenida en el detector de FM aparece en el terminal 28 del IC, la cual se acopla al terminal 29 mediante un condensador de 220 nF y desacopla la componente de RF que pueda acompañarla a masa mediante un condensador cerámico de 330 pF conectado entre el terminal 28 y masa (figura 11.32).

El terminal 29 del IC es la entrada del decodificador estéreo. Si el nivel de señal es suficiente, el conmutador de estéreo activa el detector de presencia de señal piloto. Este detector necesita un condensador electrolítico externo de 2,2 μF , en el cual aparece la tensión del detector de señal piloto. Si esta tensión es suficiente, el conmutador mono/estéreo conmuta a estéreo y el excitador de LED proporciona una tensión suficiente al terminal 30 del IC para que circule corriente por un LED y su correspondiente resistencia limitadora de 220 Ω , iluminándose éste. Lógicamente, si el nivel de la señal piloto no es suficiente, el LED se apagará ya que no recibirá tensión del excitador de LED.

También es posible pasar a una recepción mono conectando a masa el terminal 31 del IC (figura 11.32), es decir, poniendo a masa los circuitos del detector de fase y VCO, ya que entonces no se genera la señal piloto.

El ajuste del VCO se realiza con un potenciómetro de 47 k Ω , en serie con una resistencia de 68 k Ω , que se conecta entre el terminal 27 y masa (terminal del conmutador AM/FM y control del VCO). Este potenciómetro está conectado a masa cuando se desea recibir señales de FM, y sin conexión cuando se desea recibir señales de AM, en cuyo caso el VCO deja de generar la señales de 76 kHz.

Si el circuito de *muting* no actúa sobre la matriz, en este último circuito se separan los canales de audio derecho e izquierdo, según se estudia en el apartado dedicado a los decodificadores PLL. El canal derecho aparece en el terminal 3 y el izquierdo, en el 2. A los terminales 2 y 3 del TEA5711 se conectan dos condensadores de desacoplo, de 12 nF, de las señales de alta frecuencia que puedan acompañar a las señales de audio (figura 11.32). Un segundo condensador, de 100 nF, conectado entre el terminal 2 y un potenciómetro de 47 k Ω , y otro entre el terminal 3 y otro potenciómetro de 47 k Ω , acoplan las señales de audio a sendos amplificadores de audio integrados en el TDA7050T. Estos potenciómetros son los de control de volumen, cuyo estudio se desarrolla en el próximo capítulo.

Para más detalles sobre las características de este IC, así como de los filtros de FI, osciladores locales, etc., remitimos al lector a la firma PHILIPS, fabricante del mismo.

Controles de tono y volumen

INTRODUCCIÓN

En el estudio de los detectores y discriminadores hemos podido ver cómo a partir de la señal de FI se obtiene la de BF o señal de audio. Esta señal puede convertirse en una señal acústica con un auricular, puesto que está dentro del espectro audible. El paso siguiente consiste en amplificarla, de forma que se obtenga una señal de amplitud lo suficientemente grande para que pueda activar un altavoz.

Sin embargo, es en este punto, es decir, en la unión entre la etapa detectora o discriminadora y la etapa amplificadora de audio, donde se dispone una serie de controles que permitan actuar sobre la señal, bien sea controlando la ganancia de la amplificación, bien sea variando su tono, de forma que pueda gobernarse tanto el volumen en el altavoz como el tono (más agudo o más grave) de la señal reproducida.

CONTROL DE VOLUMEN

El control de volumen, como su nombre indica, permite regular el volumen sonoro que proporciona el altavoz del radioreceptor, desde cero hasta la máxima potencia a la que pueda trabajar el amplificador de audio. Es decir, el control de volumen no es más que un dispositivo mediante el cual es posible regular la ganancia del amplificador de BF.

En los radiorreceptores transistorizados el control de volumen no debe afectar a las corrientes de funcionamiento ni a las impedancias de carga de los transistores. Por lo tanto, se debe insertar de forma que no varíe las resistencias a la c.c. del amplificador (de polarización o de carga), puesto que ello perturba el punto de trabajo del transistor, alterando sus características de funcionamiento. El control de volumen en los radiorreceptores transistorizados cumple estas premisas, no afectando ni a la c.c. de colector ni a la de base; es decir, centra su actuación sólo sobre la c.a. de la señal.

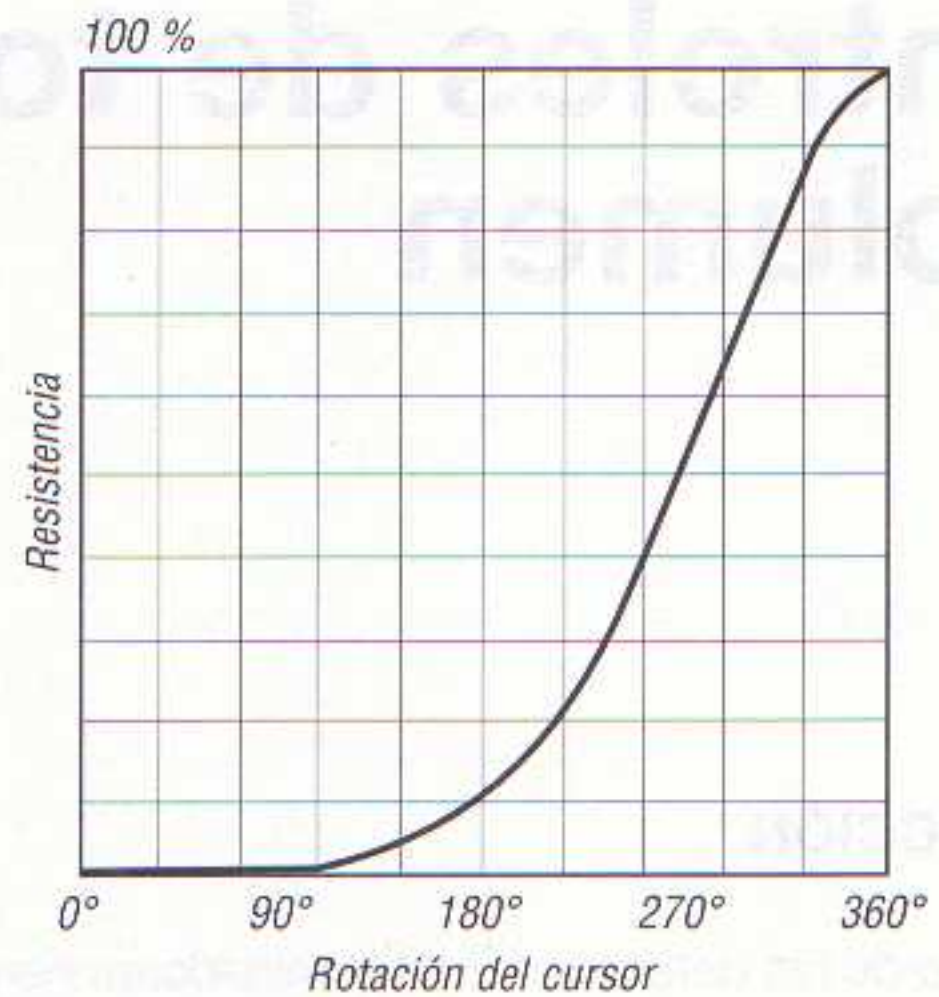
También es importante que el control de volumen no sea causa de ruido en el amplificador, lo cual suele suceder si éste se sitúa en etapas previas, ya que el ruido producido por el control de volumen quedaría muy amplificado y la relación señal/ruido sería desfavorable. Por contra, un control de volumen situado en una etapa final es posible que no ajuste la ganancia del amplificador a un nivel suficientemente bajo, debido a que las etapas previas anteriores queden excesivamente cargadas.

Por todos estos motivos el control de volumen en los radiorreceptores se dispone entre la etapa detectora o discriminadora (o la matriz decodificadora en los receptores estereofónicos) y el primer amplificador de audio.

EL POTENCIÓMETRO DE VOLUMEN

Para el control de volumen de sonido de un radioreceptor se utilizan potenciómetros logarítmicos, ya que el oído humano responde logarítmicamente a las intensidades acústicas.

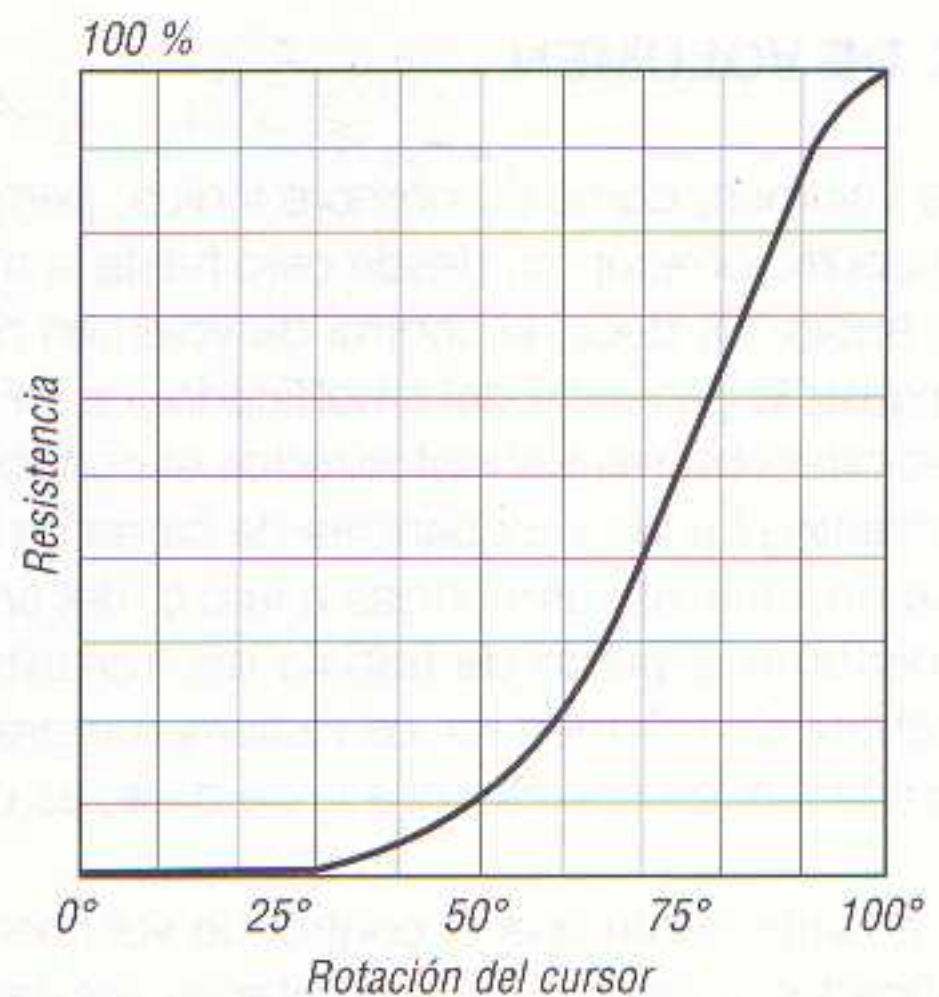
12.1 Curva de variación del valor óhmico en función del ángulo de rotación de un potenciómetro logarítmico.



Para conocer el valor óhmico del potenciómetro para cada ángulo de rotación, los fabricantes proporcionan las denominadas *curvas de variación del valor óhmico en función del ángulo de rotación*, de las cuales se puede ver un ejemplo en la figura 12.1.

El potenciómetro logarítmico aumenta logarítmicamente su resistencia (y con ella la tensión) al accionar su cursor, por lo que el amplificador responde a estos cambios logarítmicamente.

En el caso de potenciómetros con eje deslizante lineal, la curva no se representa en función del ángulo de rotación, sino en función del tanto por ciento de deslizamiento lineal (figura 12.2).

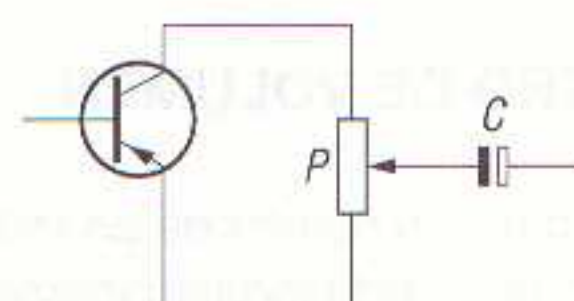


12.2 Curva de variación del valor óhmico en función del tanto por ciento de deslizamiento lineal.

CIRCUITOS PARA EL CONTROL DE VOLUMEN

En un apartado anterior se ha dicho que el control de volumen de un radioreceptor, al igual que en cualquier amplificador transistorizado, no debe afectar a la corriente de colector. En la figura 12.3 se muestra un circuito en el que se cumple esta condición.

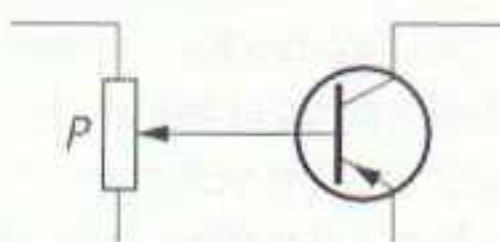
12.3 Disposición de un potenciómetro de volumen en la línea de colector de un transistor.



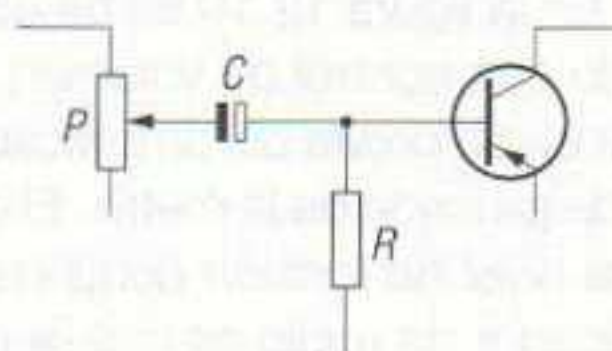
En efecto, la c.c. de colector circula a través del potenciómetro logarítmico de volumen P y no deriva hacia la siguiente etapa, ya que el condensador C se opone a su paso. Sea cual sea la posición del potenciómetro de volumen, la c.c. de colector del transistor siempre es la misma. La señal alterna, sin embargo, sí que puede circular a través del condensador C , por lo que la señal que se aplique a la etapa siguiente depende de la posición del contacto deslizante del potenciómetro de volumen.

El esquema de la figura 12.4 corresponde a una forma incorrecta de disponer el potenciómetro de volumen, ya que según sea la posición de éste quedan alteradas las condiciones de funcionamiento del transistor. De este modo, las variaciones de la posición del cursor del potenciómetro varían la corriente de base del transistor y, en consecuencia, la corriente de colector.

En la figura 12.5 se muestra la forma correcta de conectar el potenciómetro de volumen. El condensador C bloquea la componente continua y deja pasar sólo la señal de audio, cuyo valor depende de la posición del cursor del potenciómetro P . La c.c. de base es suministrada independientemente a través de la resistencia de base R .



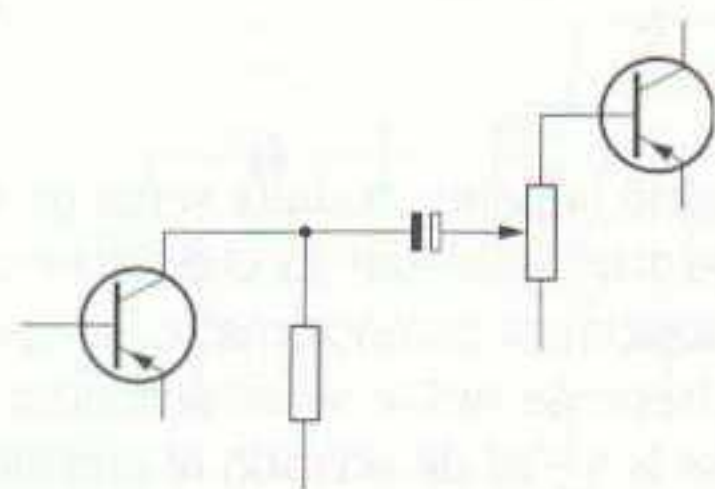
12.4 Disposición incorrecta del potenciómetro de volumen en el circuito de base del transistor.



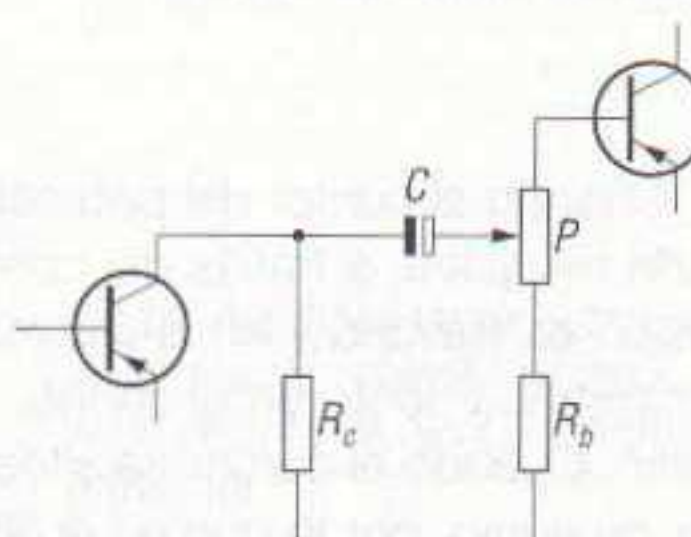
12.5 Forma correcta de conectar el potenciómetro de volumen en el circuito de base de un transistor.

En la figura 12.6 se muestra otra forma de conexión del potenciómetro de volumen. Se trata de un acoplamiento resistencia-condensador en el que la segunda resistencia se ha sustituido por un potenciómetro de volumen. Ambos circuitos quedan aislados, en lo que respecta a las corrientes continuas, por el condensador C , mientras que a través de éste pasa la componente alterna, la cual se aplica al potenciómetro P y, por lo tanto, según la posición del cursor de éste queda más o menos afectada la base del segundo transistor por la señal de audio.

El circuito de la figura 12.7 es una variante del anterior, ya que la única diferencia se encuentra en que la señal de audio queda aplicada entre los valores resistivos comprendidos entre un valor mínimo R_b y un valor máximo $R_b + P$. Consiste en dividir la resistencia de polarización de base de la segunda etapa en dos resistencias (R_b y P).

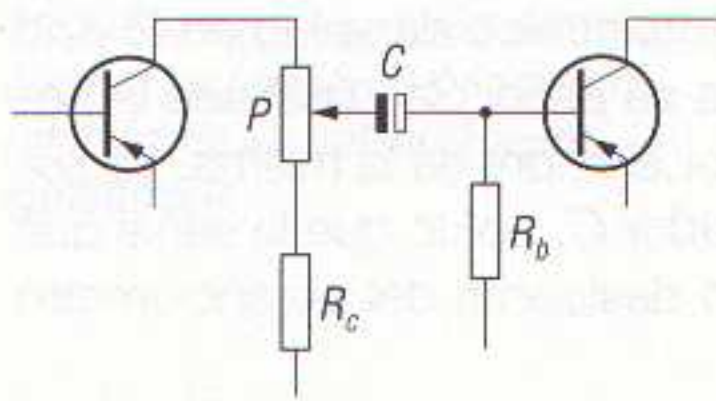


12.6 Otra forma de conectar correctamente el potenciómetro de volumen.

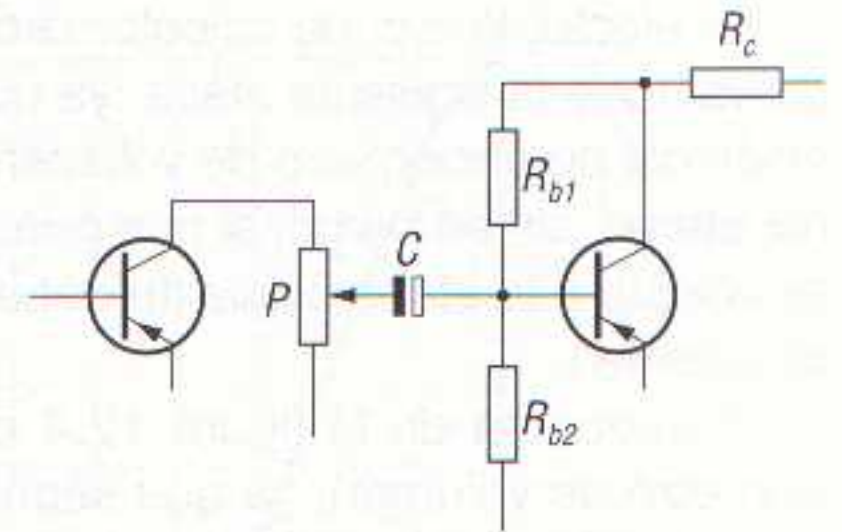


12.7 Circuito de control de volumen variante del circuito de la figura 12.6.

En la figura 12.8 se muestra un circuito de control de volumen derivado del circuito de la figura 12.5, y en el cual, en vez de utilizar toda la resistencia de carga como potenciómetro de volumen, ésta se ha dividido en dos (R_c y P), cuya suma equivale a la resistencia de carga del transistor.



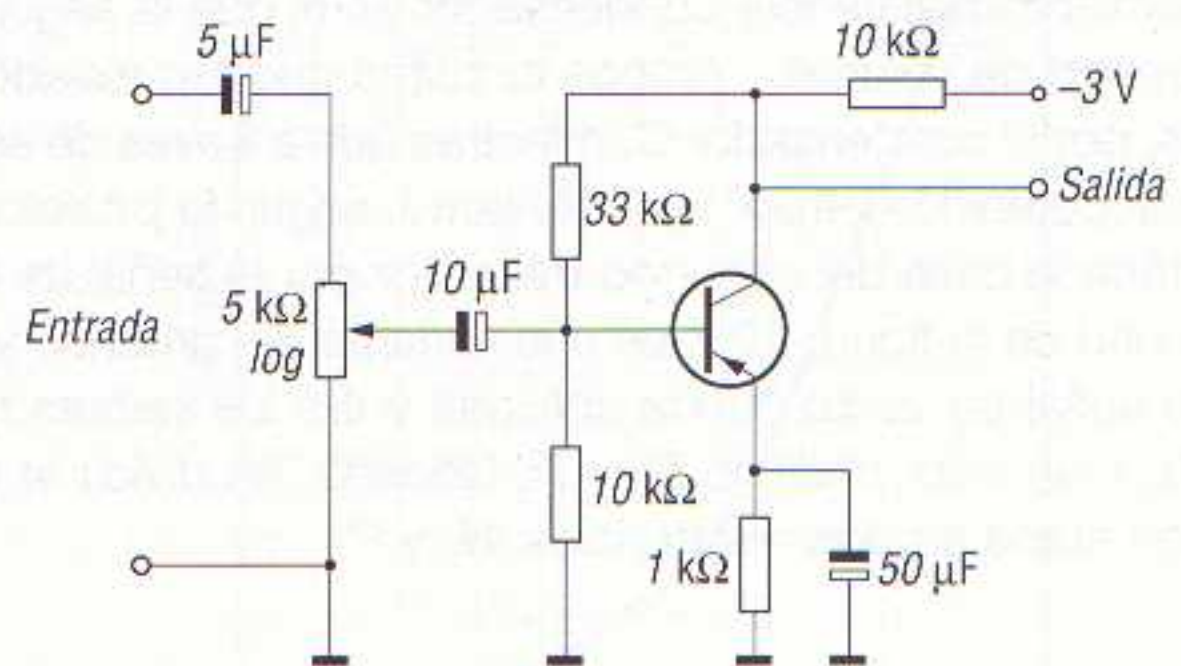
12.8 Circuito de control de volumen variante del de la figura 12.5.



12.9 En el caso de una polarización por divisor de tensión, el potenciómetro de control de volumen se dispone en una etapa anterior.

En el caso de una polarización por divisor de tensión, el control de volumen debe aplicarse sobre una etapa anterior (figura 12.9).

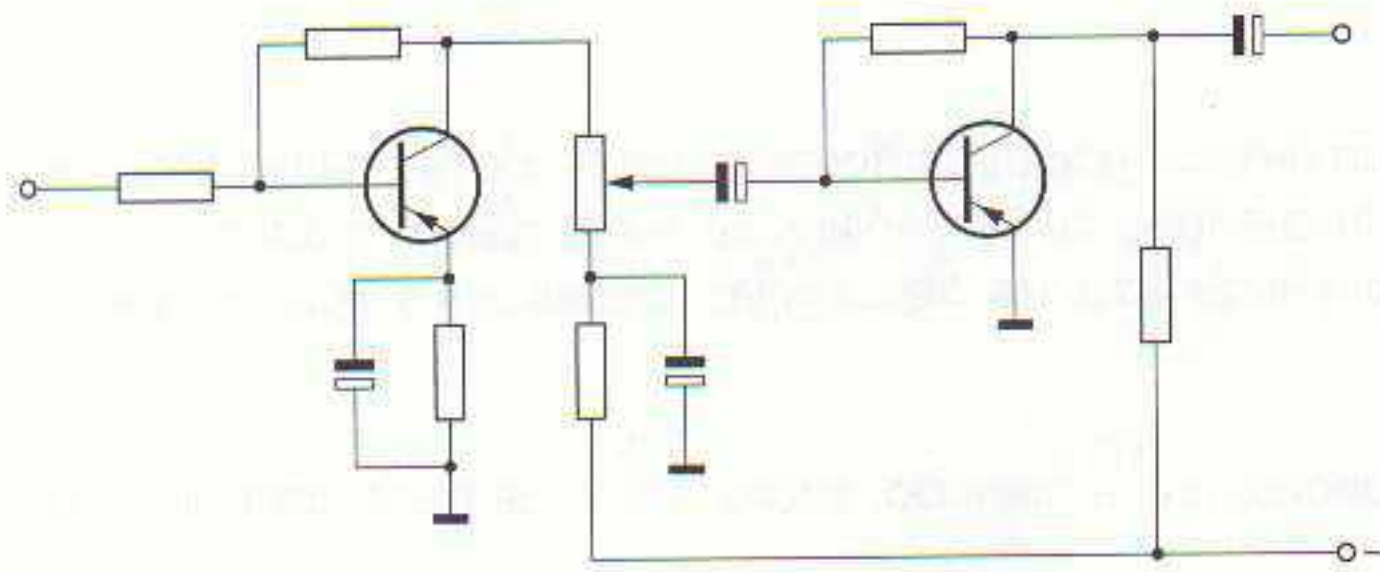
En la figura 12.10 se ha dibujado el esquema completo de un amplificador de audio transistorizado con control de volumen. La señal de entrada procede del detector o discriminador, o bien de una etapa previa del amplificador de audio. En los receptores de radio estereofónicos la señal de entrada procede de la matriz. El condensador electrolítico de $5 \mu\text{F}$ evita que el control de volumen afecte al nivel de tensión continua de la etapa anterior. La polarización para la base del transistor amplificador de audio se realiza mediante las resistencias de 10 y $33 \text{ k}\Omega$ a ella conectadas, las cuales forman un divisor de tensión. El condensador de $10 \mu\text{F}$ evita que el control de volumen afecte a la polarización de c.c. de base del transistor. Mediante el accionamiento del cursor del potenciómetro del volumen, se reduce o aumenta la tensión de la señal de audio aplicada entre base y emisor del transistor, por lo que el efecto final es un aumento o disminución de la intensidad sonora dada por el altavoz.



12.10 Circuito amplificador de audio con control de volumen.

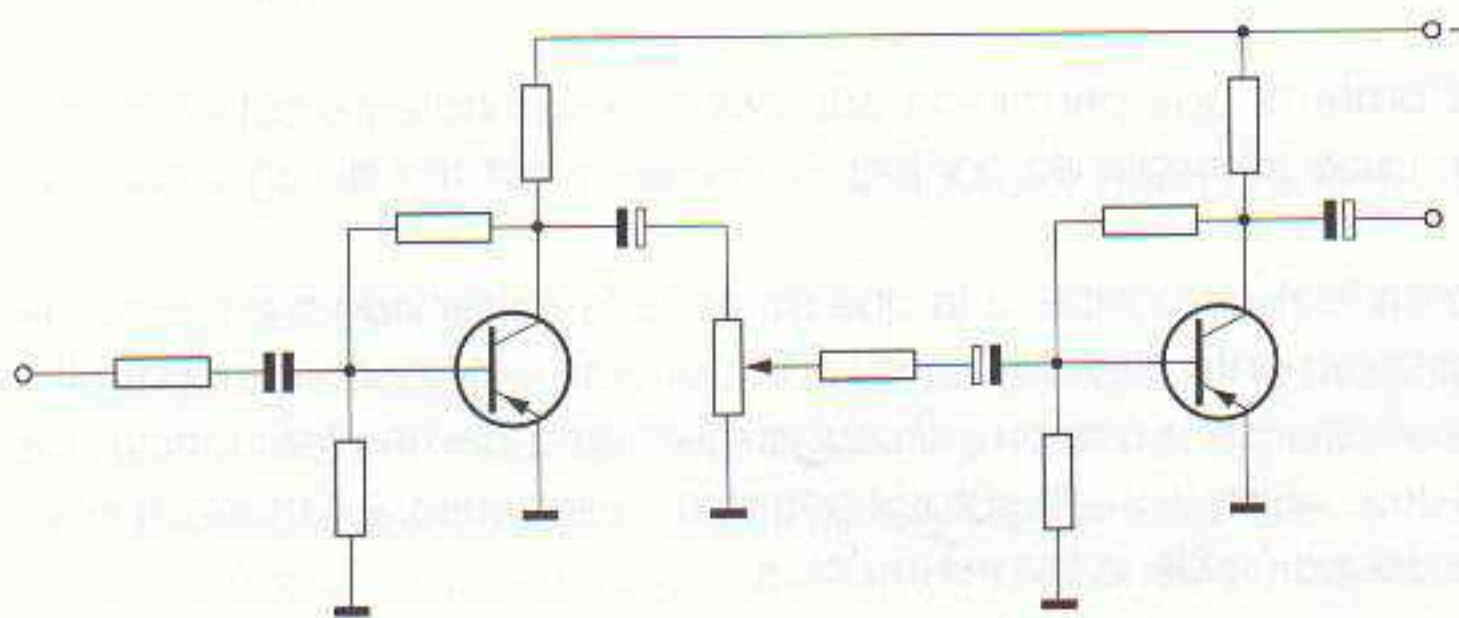
Cuando el cursor del potenciómetro de volumen está en la parte superior, toda la señal de entrada se aplica, a través del condensador de $10 \mu\text{F}$, a la base del transistor, con lo cual la amplificación es elevada y en el altavoz el sonido es alto. Cuando el cursor del potenciómetro se ajusta aproximadamente en el centro, sólo la mitad de la señal de entrada se aplica al amplificador de audio. Cuando el cursor se sitúa en la parte inferior, casi no pasa la señal de entrada al amplificador de audio, por lo que en el altavoz el nivel sonoro es muy bajo o nulo.

En la figura 12.11 se muestra otra forma de disponer el potenciómetro de volumen en un amplificador de audio. Esta solución consiste en colocar el potenciómetro de volumen en el circuito de colector de una etapa amplificadora previa. El valor de este potenciómetro debe ser el adecuado para que, junto con una resistencia en serie, formen la resistencia de polarización de colector. La resistencia en serie con el potenciómetro de volumen puede desacoplarse mediante un condensador electrolítico, con el cual se deriva a masa la señal alterna de audio y con ello se evita que dicha señal afecte a la polarización del colector.



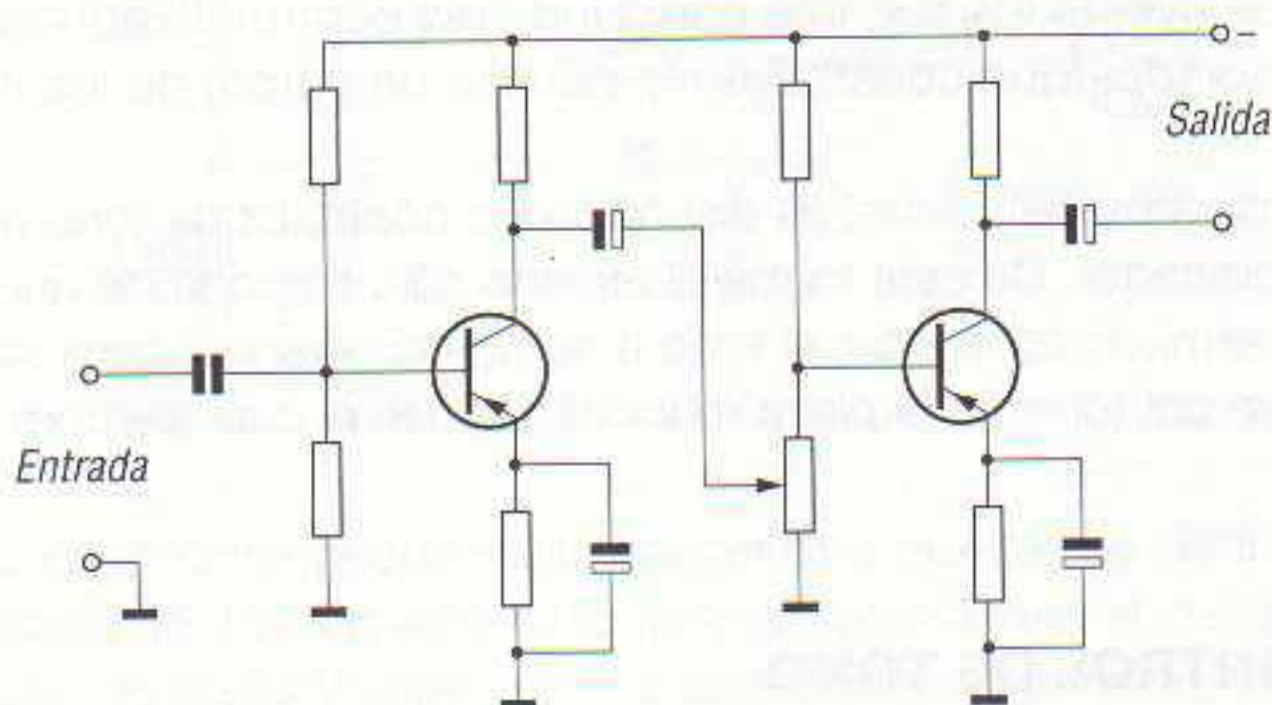
12.11 Circuito amplificador de audio con el control de volumen en el circuito de colector de la etapa previa.

El circuito de la figura 12.11 presenta la desventaja de que el potenciómetro de volumen está recorrido por la c.c. de colector, lo cual puede dar lugar a la producción de ruido cuando se varíe el nivel de volumen. Este inconveniente se subsana utilizando una resistencia de polarización de colector independiente y alimentando el potenciómetro de volumen a través de un condensador que bloquee la c.c. de colector (figura 12.12).



12.12 Circuito amplificador de audio con control de volumen y resistencia de polarización de colector independiente.

Otra solución a la disposición del control de volumen en la etapa amplificadora de audio del receptor consiste en situarlo en el circuito de base del segundo transistor (figura 12.13).



12.13 Amplificador de audio con el control de volumen situado en el circuito de base del segundo transistor.

Esta disposición también presenta el inconveniente de que el potenciómetro de volumen está recorrido por una c.c., aunque en este caso es de un valor muy inferior a la de colector, por lo que suele preferirse sobre la anterior.

De todas formas, y con el fin de reducir al mínimo el ruido de fondo, se utilizan potenciómetros de muy buena calidad.

CONTROLES DE TONO

Los controles de tono se incluyen en numerosos radiorreceptores con el fin de que el usuario pueda actuar sobre la amplificación de las frecuencias de las señales de audio graves o agudas.

En muchas ocasiones es preciso amplificar más las frecuencias graves o las agudas que las medias por diversas razones:

- Durante la transmisión son atenuadas muy a menudo, sobre todo si el transmisor no es de buena calidad.
- Los altavoces no las reproducen con suficiente fidelidad.
- Dado que la música suele escucharse normalmente a un nivel bajo, el oído es menos sensible a ellas.

Para compensar todos estos efectos se disponen (en muchos radiorreceptores) controles de tono que realzan los sonidos graves y agudos. Este control se realiza mediante:

- Un mando único, tipo conmutador, que permite seleccionar una reproducción más o menos grave.
- Un mando único, tipo potenciómetro, que permite la actuación sobre el tono general de la reproducción.
- Un doble mando, tipo potenciómetro, que permite la actuación independiente sobre los tonos graves y agudos. En este caso se habla de control de graves y control de agudos.

Una audición natural, que se acerca lo más posible a la que se gozaría asistiendo a un concierto, se obtiene gracias a un nivel suficientemente elevado en la reproducción y dejando los controles de tono en la posición cero, lo cual corresponde a una amplificación igual de todas las frecuencias de audio. Desgraciadamente, un abuso de la utilización de estos controles es la causa, en muchas ocasiones, de un falseamiento en la reproducción de la buena música.

Es corriente que el oyente los use erróneamente. Así, en el caso de una amplificación excesiva de los sonidos graves, y debido a que el altavoz utilizado en los radiorreceptores suele reproducirlos mal, existe la tendencia a compensar el fallo actuando sobre el correspondiente control. Haciendo esto sólo se consigue enviar al altavoz una enorme energía que él reproduce en forma de rugidos cavernosos, los cuales nada tienen que ver con el sonido de la música original. Por otra parte, una atenuación arbitraria de los agudos puede ser la causa de que se favorezca la amplificación del ruido de fondo, cuyas componentes (de elevada frecuencia) son las más molestas. Para evitar este ruido el oyente los suprime con ayuda del control de agudos, sin advertir que con ello se priva de los sonidos que constituyen la riqueza de timbre de los instrumentos.

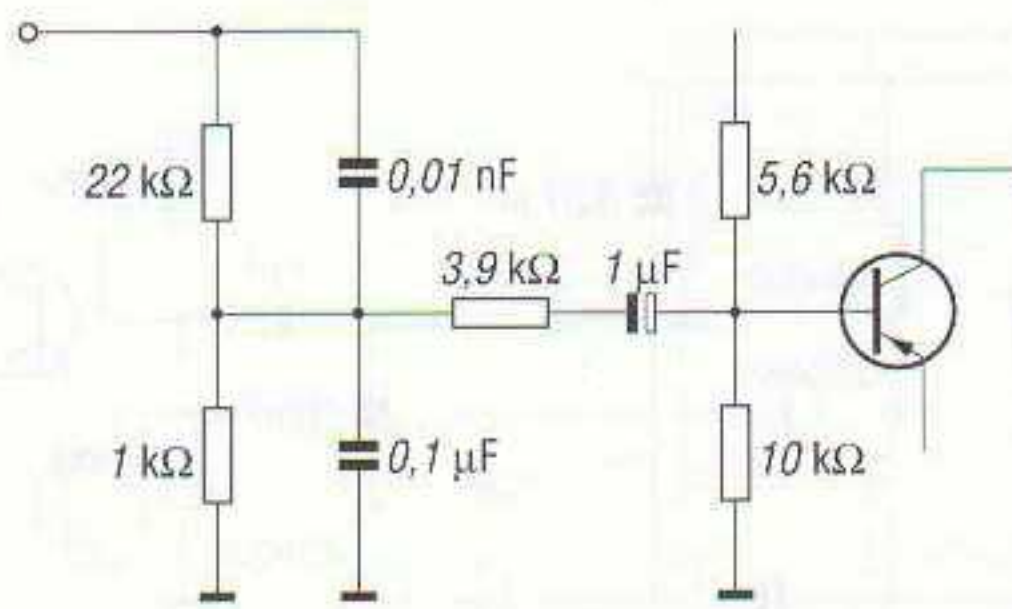
Actualmente, la tendencia en los aparatos de calidad es diseñar unos controles de tono muy limitados en su actuación sobre el amplificador. De esta forma el usuario sólo dispone de unos estrechos márgenes de actuación que permiten acomodar el tono a su gusto personal pero sin que ello suponga una modificación excesiva del tono de la pieza musical original, el cual siempre debe respetarse.

CIRCUITOS FIJOS PARA EL CONTROL DE TONO

Para modificar la curva de respuesta de un amplificador de audio se introducen en los pasos amplificadores *filtros de tonalidad*. Estos filtros puede ser fijos o variables.

A continuación se estudian controles de tono fijos, es decir, controles de tono en los que el tono viene fijado por el diseño del circuito, sin posibilidad de modificación por parte del usuario.

Cuando se desea reforzar las bajas frecuencias de audio, se puede utilizar el circuito de la figura 12.14. A bajas frecuencias la capacidad del condensador de $0,1 \mu\text{F}$ presenta una reactancia elevada respecto a la resistencia de $1 \text{ k}\Omega$, por lo que su influencia puede despreciarse.



12.14 Circuito para aumentar la ganancia de las bajas frecuencias de audio.

Efectivamente, supóngase que a la entrada del circuito se aplica una frecuencia de 100 Hz. En esta circunstancia la reactancia capacitiva del condensador vale:

$$X_C = \frac{1}{2\pi fC} = \frac{1}{2 \times 3,14 \times 100 \text{ Hz} \times 0,1 \times 10^{-6} \text{ F}} \approx 16 \text{ k}\Omega$$

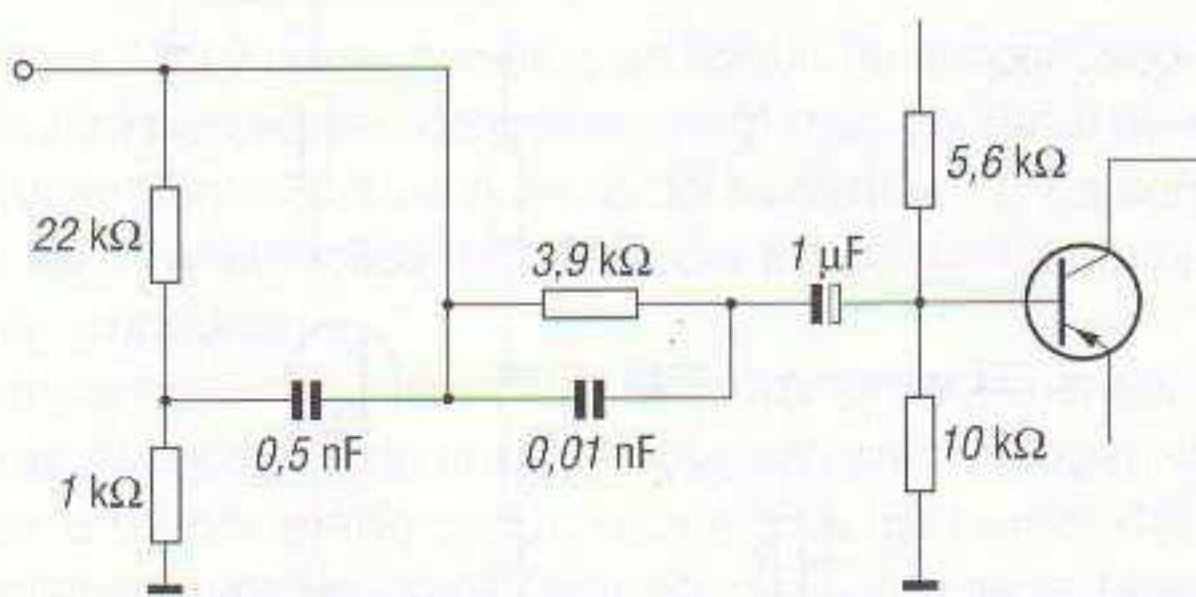
Si se aplica una frecuencia más alta, es decir, de un tono más agudo (por ejemplo, 1 kHz), la reactancia capacitiva del condensador valdrá:

$$X_C = \frac{1}{2\pi fC} = \frac{1}{2 \times 3,14 \times 1.000 \text{ Hz} \times 0,1 \times 10^{-6} \text{ F}} = 1,6 \text{ k}\Omega$$

es decir, bastante menor.

Como la tensión en el condensador es directamente proporcional a su reactancia, resulta lógico que a altas frecuencias de audio la tensión en el condensador sea más pequeña y, por lo tanto, estas frecuencias son menos amplificadas. Como resultado, se obtiene un realce de los tonos bajos.

El circuito de la figura 12.14 no es más que un divisor de tensión variable con la frecuencia, siendo tanto menor la tensión en el condensador de 0,1 μF cuanto más bajo sea el valor de la frecuencia de audio aplicada.



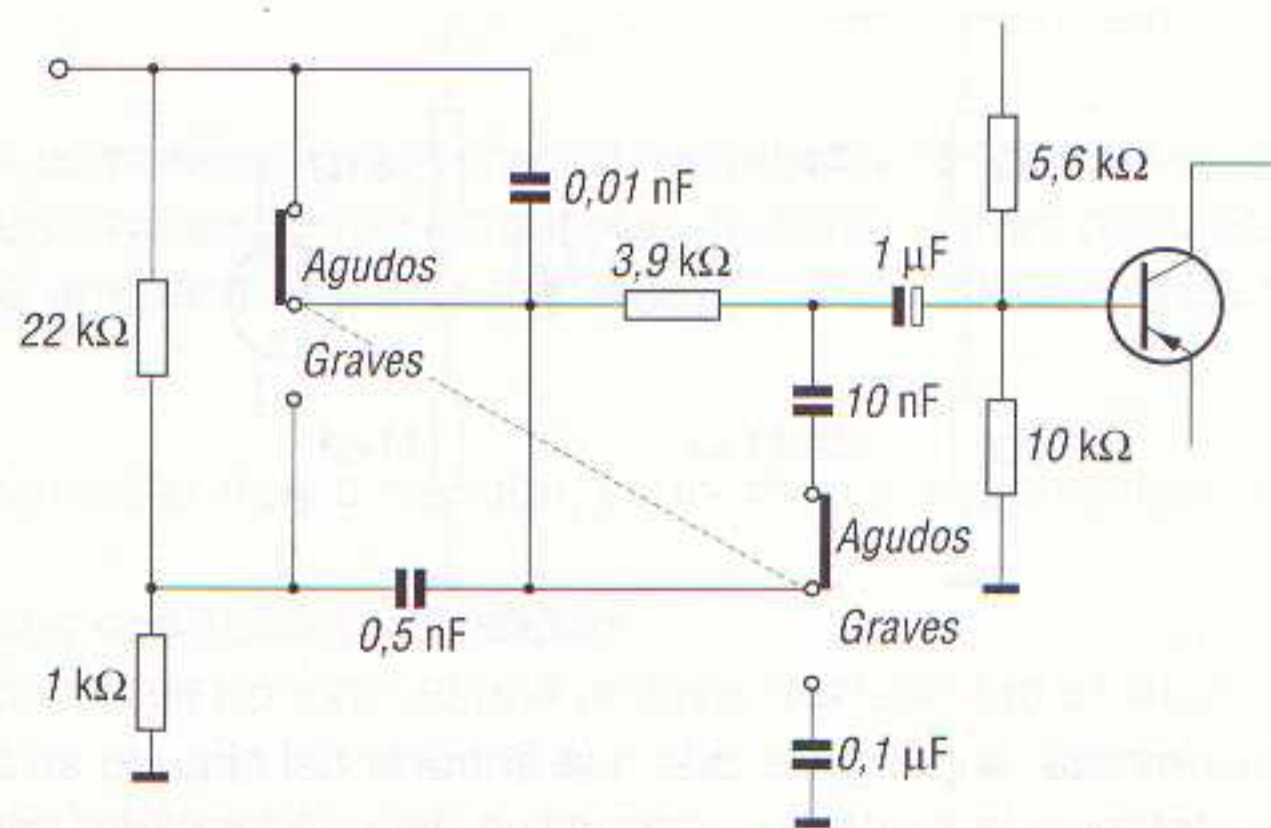
12.15 Circuito para aumentar la ganancia de las altas frecuencias de audio.

De igual forma puede realizarse un filtro que realce las frecuencias elevadas, es decir, los agudos (figura 12.15). En este caso los condensadores, al presentar mayor reactancia a las bajas frecuencias de audio y estar en serie con el circuito de base, hacen que la tensión aplicada a la base del transistor sea tanto menor cuanto menor sea la frecuencia, por lo que el resultado de ello es que al transistor queda aplicada una tensión mayor con las altas frecuencias y, por lo tanto, se acentúa la amplificación de los agudos.

En los radiorreceptores es usual que se combinen ambos circuitos, de forma que mediante el accionamiento de un conmutador el usuario puede seleccionar entre una reproducción más grave o más aguda de los sonidos.

En la figura 12.16 se ha dibujado el esquema de un circuito de este tipo. En él el realce de las notas graves o agudas se realiza mediante un doble conmutador, el cual se ha dibujado en el es-

12.16 Circuito selector de graves y agudos mediante conmutador.

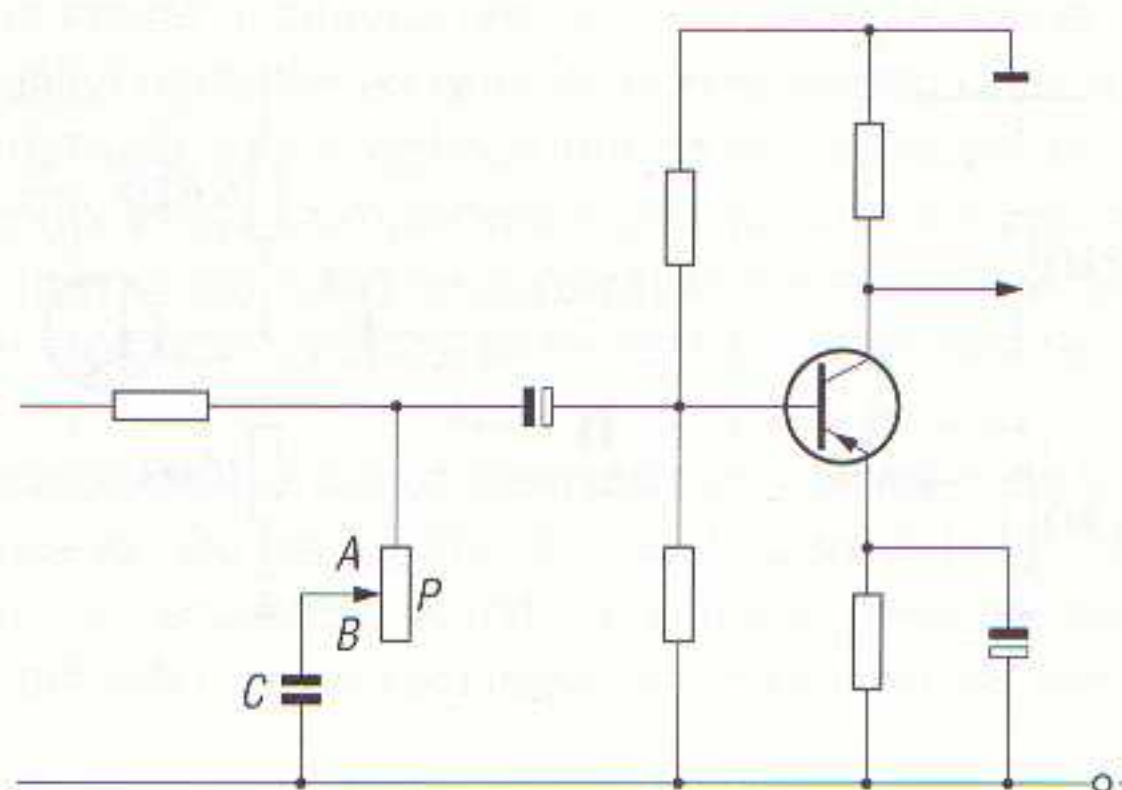


quema en la posición de *agudos*. En esta posición el circuito equivale al de la figura 12.15, mientras que en la posición de *graves* los componentes que entran en acción son los mismos que los del circuito de la figura 12.14.

Existen diversidad de circuitos como el descrito, pero todos basados en los mismos principios, por lo que no creemos necesaria ninguna otra explicación complementaria de ellos.

CIRCUITOS AJUSTABLES DEL CONTROL DE TONO

En radioreceptores de más calidad el control de tono es ajustable, es decir, puede modificarse entre ciertos límites según el gusto del usuario. En este caso la regulación del tono se obtiene mediante la conexión en serie de un potenciómetro lineal (puesto que el tono no sigue leyes logarítmicas como la intensidad sonora) y un condensador de capacidad adecuada (unos $1\text{ M}\Omega$ para el potenciómetro y unos 12 nF para el condensador). En la figura 12.17 se muestra el circuito más sencillo de regulación de tono.

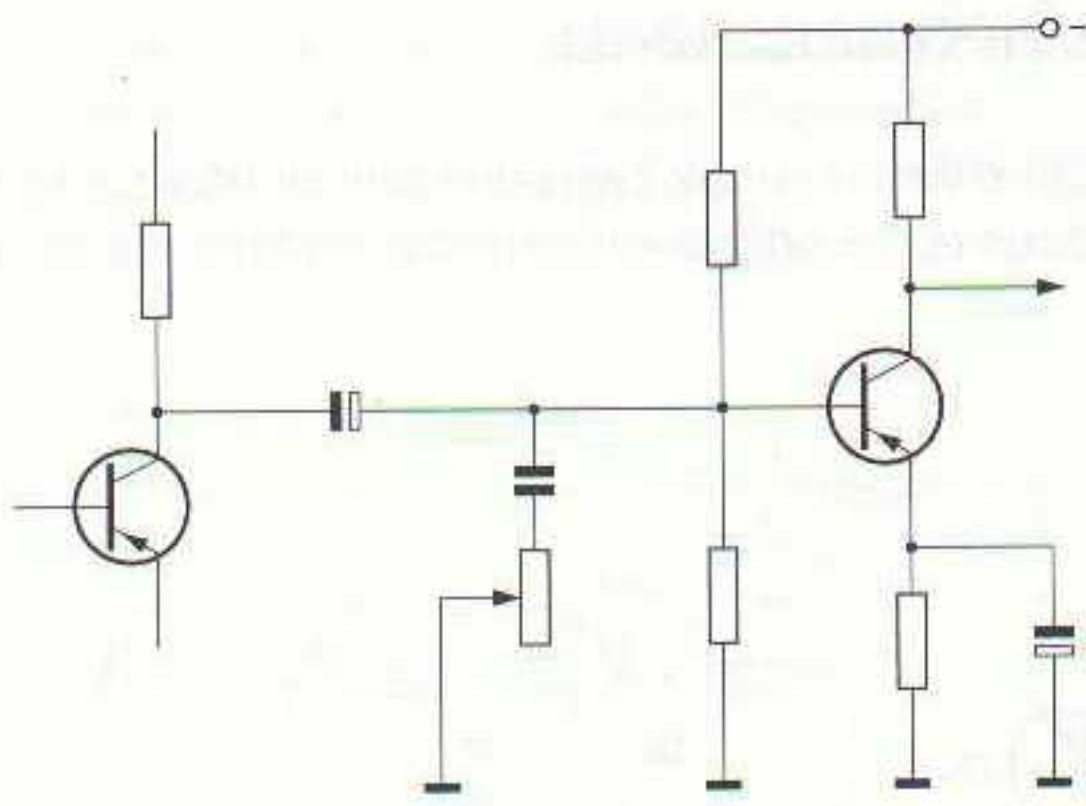


12.17 Control de tono ajustable mediante potenciómetro lineal.

Cuando el cursor del potenciómetro está en el extremo *A*, las altas frecuencias pasan con más facilidad por el condensador *C* que las bajas, por lo que los agudos son atenuados y los graves, realzados. En la posición *B* el funcionamiento es normal.

El principio de funcionamiento del circuito es el mismo que el ya expuesto, con la diferencia de que la mayor o menor resistencia que opone el potenciómetro hace que se pueda regular la tonalidad.

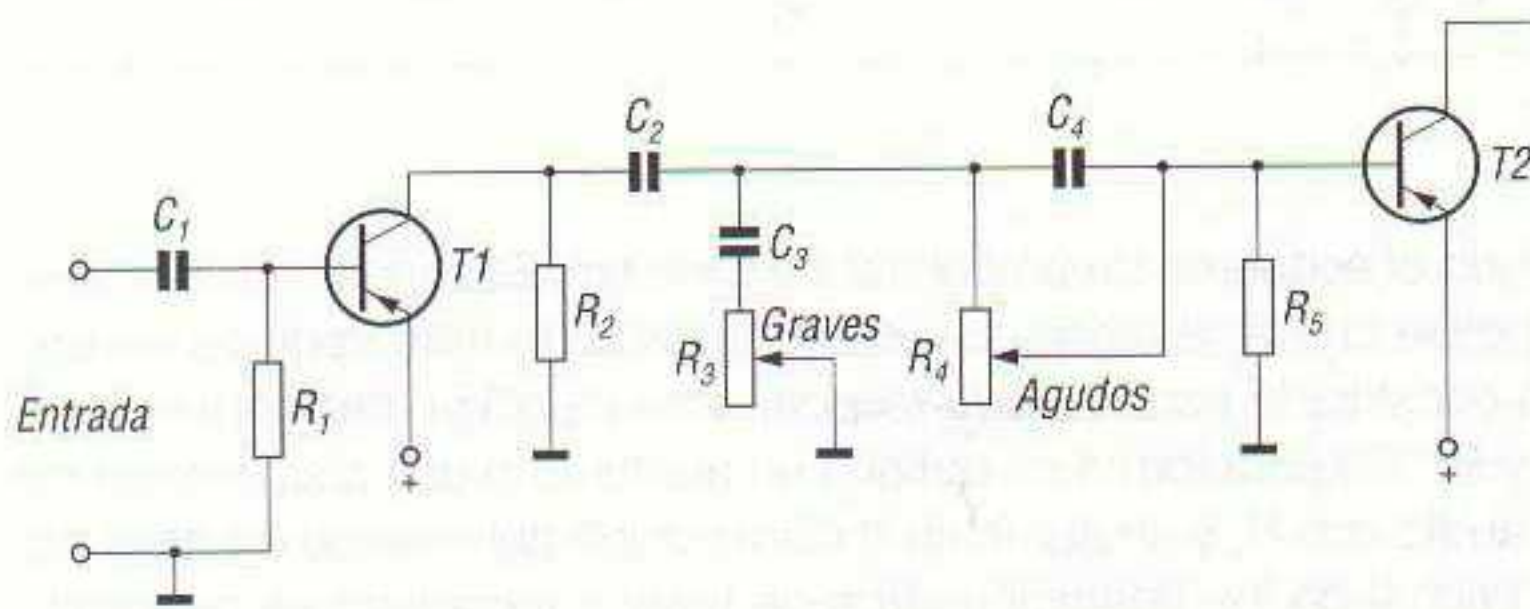
En la figura 12.18 se muestra el esquema de un circuito de control de tono basado en los mismos principios que el de la figura 12.17, pero situado interetapa. En este caso el conjunto *RC* se ha situado después del condensador de acoplamiento entre etapas.



12.18 Variante de control de tono ajustable mediante potenciómetro lineal.

CONTROLES INDEPENDIENTES DE GRAVES Y AGUDOS

Todos los controles de tono descritos en los apartados anteriores corresponden a circuitos simples utilizados en radiorreceptores de calidad media. Para obtener un control de tono más eficaz se recurre a circuitos más complejos, como los que se describen a continuación.



12.19 Amplificador de audio con controles independientes de graves y agudos.

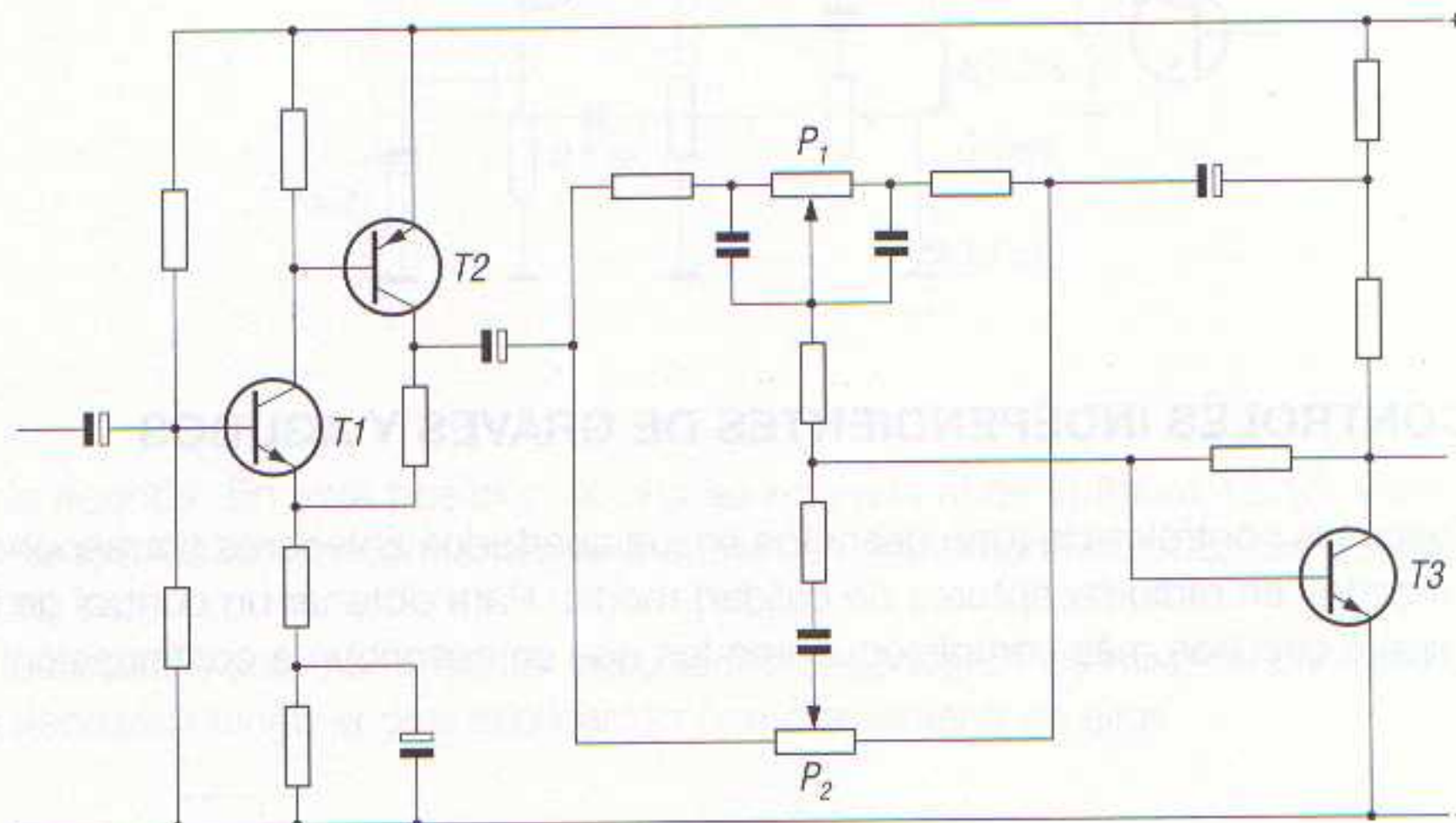
La figura 12.19 corresponde a un esquema simplificado de un amplificador de audio dotado de controles independientes de graves y agudos. La señal de entrada se aplica, por medio del circuito de acoplamiento C_1R_1 , a la base del transistor $T1$. La señal aparece amplificada en el circuito de colector de $T1$ y se aplica a la base del transistor $T2$ después de pasar por los controles de tono de graves y agudos.

El condensador C_3 , junto con el potenciómetro lineal R_3 , forman un filtro de paso bajo. En efecto, las frecuencias de audio de elevado valor quedan cortocircuitadas a masa a través de C_3 , en mayor o menor grado según la posición del cursor del potenciómetro R_3 , por lo que sólo las frecuencias de valores bajos (graves) pasan hacia la base del transistor $T2$. La red compuesta por R_4 y C_4 forma el control de agudos, ya que se trata de un filtro de paso alto. Esto es así porque el condensador C_4 puede considerarse como un circuito abierto para las bajas frecuencias de audio, puesto que la reactancia capacitiva de C_4 para estas frecuencias es muy alta. Como consecuencia, las frecuencias bajas (correspondientes a los graves) deben circular a través del potenciómetro lineal R_4 que está en serie con el condensador de acoplamiento C_2 y la base del transistor $T2$.

Obsérvese, sin embargo, que el condensador C_4 está en paralelo con el potenciómetro R_4 , por lo que, a medida que aumenta la frecuencia, es menor la reactancia de dicho condensador y es mayor el nivel de señal aplicada a la base del transistor $T2$. Cuando R_4 está ajustado de forma que ofrezca más resistencia, las bajas frecuencias de audio quedan más atenuadas y, como consecuencia, se realzan los agudos. Cuando el cursor de R_5 está en la posición de resistencia nula, el condensador C_4 queda cortocircuitado, por lo que en este caso se desacopla el circuito de control de agudos, es decir, no ejerce influencia alguna sobre la amplificación.

CONTROL DE GRAVES Y AGUDOS TIPO BAXANDALL

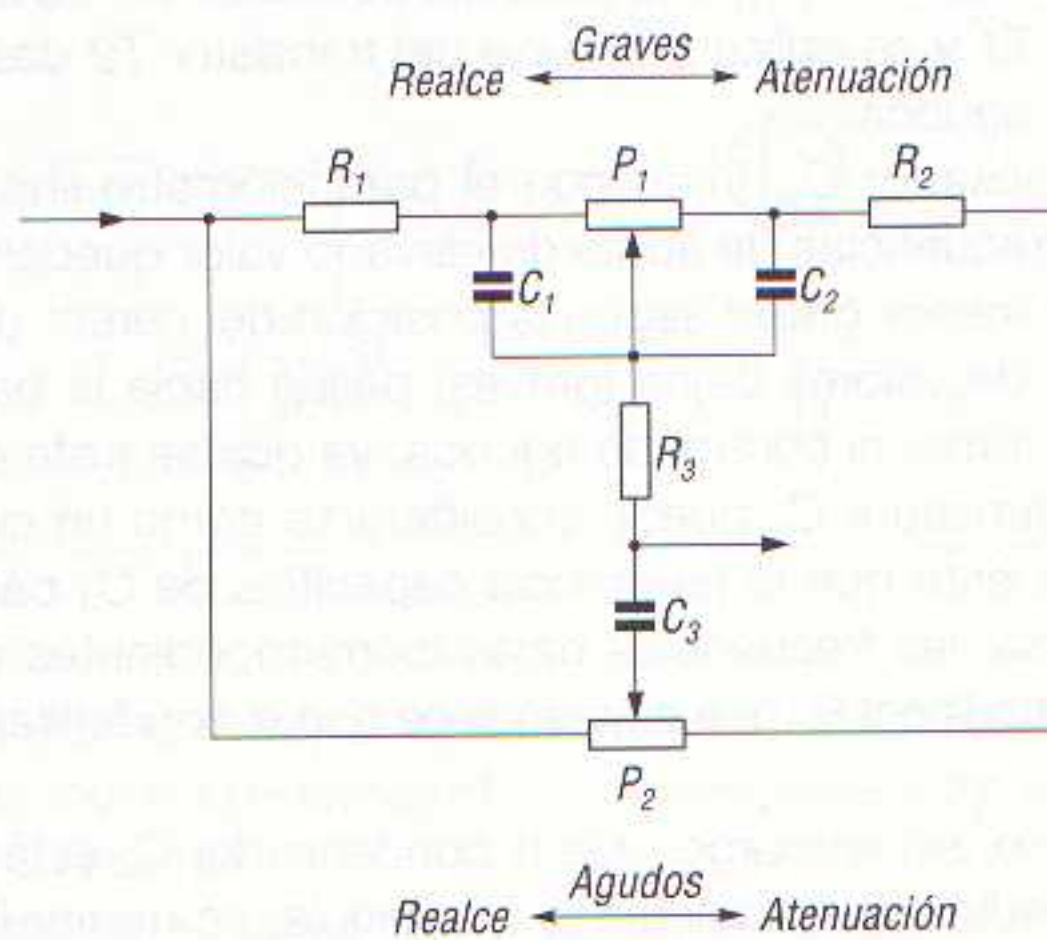
Un control de tono de graves y agudos algo más complejo, pero que por su eficacia es muy utilizado en radorreceptores de cierta calidad, es el denominado *Baxandall* en honor a su diseñador, el cual lo describió en 1952.



12.20 Circuito de control de tono tipo Baxandall.

En la figura 12.20 se ha dibujado el esquema de un control de tono tipo Baxandall. En él el amplificador de corrección de tono posee un primer paso de respuesta plana, formado por los transistores $T1$ y $T2$ y un segundo paso constituido por $T3$, cuya respuesta se modifica mediante la regulación de los potenciómetros P_1 y P_2 . De esta forma se obtiene un aumento o una disminución del nivel de las bajas frecuencias de audio con P_1 y un aumento o disminución del nivel de las altas frecuencias con P_2 . En la posición central de los potenciómetros de tono la respuesta es completamente plana, es decir, se amplifican por igual todas las frecuencias.

El circuito básico consta de dos potenciómetros lineales, tres resistencias y tres condensadores (figura 12.21).

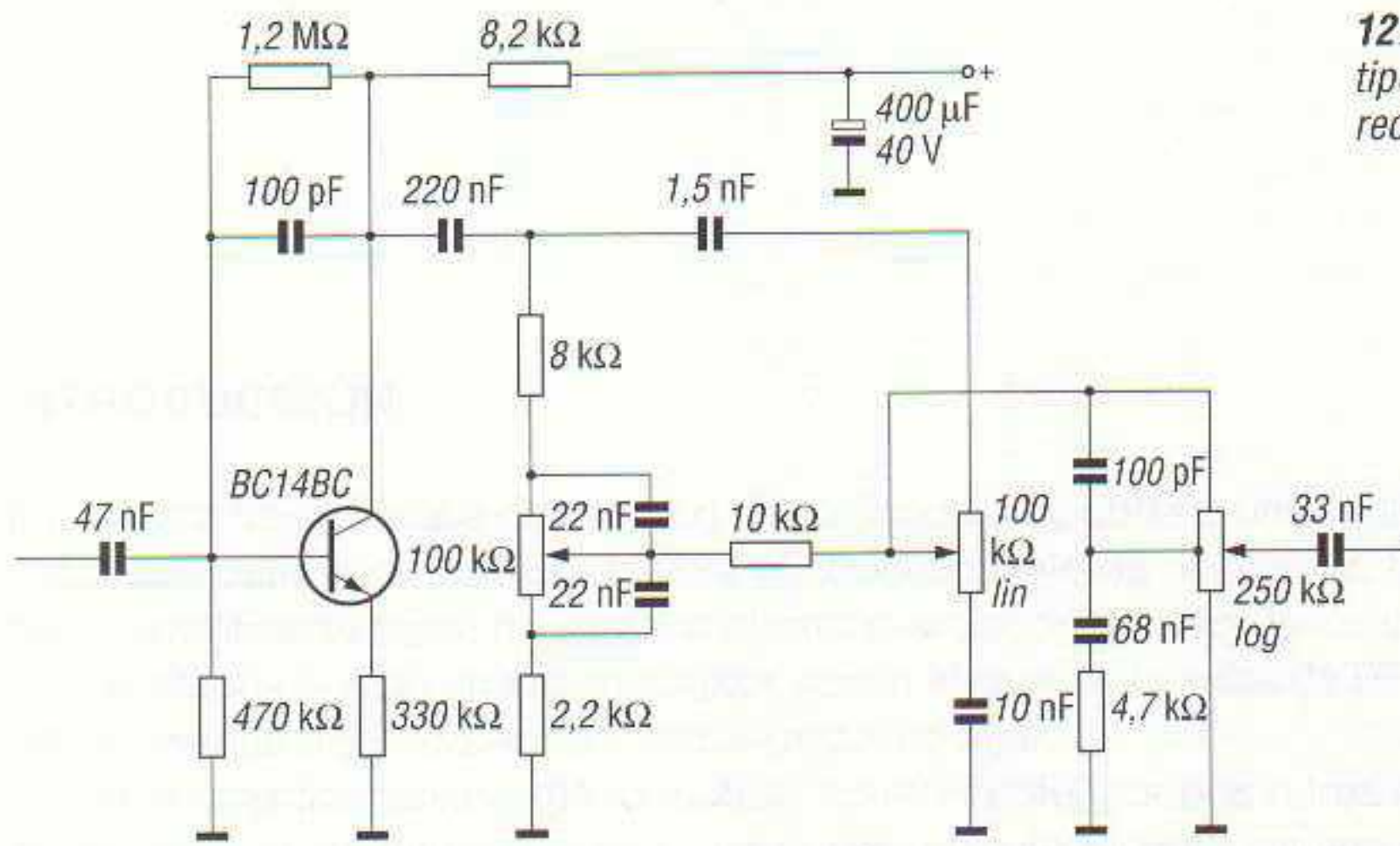


12.21 Circuito básico del control de tono tipo Baxandall.

Con los potenciómetros puestos en su posición central el circuito tiene una respuesta de frecuencia plana, es decir, amplifica por igual todas las señales. Al accionar el cursor del potenciómetro P_1 hacia la izquierda, se aumenta la respuesta a las bajas frecuencias, mientras que moviéndolo hacia

la derecha se atenúa. Lo mismo sucede con el accionamiento del potenciómetro P_2 , pero en este caso se modifica la respuesta a las altas frecuencias.

En la figura 12.22 se ha dibujado el esquema completo de un control de tono tipo Baxandall con indicación de los valores de los componentes utilizados.



12.22 Ejemplo de control de tono tipo Baxandall utilizado en un receptor comercial.

Amplificador de audio

INTRODUCCIÓN

En la salida de una etapa detectora o discriminadora se obtiene una señal de audio capaz de accionar un auricular, pero insuficiente para el accionamiento de un altavoz. Esta señal de BF debe, por tanto, amplificarse hasta niveles que permitan el accionamiento de los altavoces.

Las etapas que en un radioreceptor elevan el nivel de la señal de BF reciben el nombre de *amplificadores de baja frecuencia* o *amplificador de audio*.

Estos amplificadores están formados, normalmente, por dos o tres etapas amplificadoras acopladas entre sí, de forma que en la salida del conjunto se obtenga una señal de amplitud muy superior a la de la señal de entrada.

Los amplificadores de audio se diseñan actualmente con circuitos integrados, aunque aún es posible encontrar amplificadores transistorizados, sobre todo en etapas finales de potencia.

No obstante, conocer el funcionamiento de los amplificadores transistorizados permite comprender el de los integrados, razón por la cual en este capítulo se estudian primero los principales circuitos amplificadores transistorizados y, al final, algunos de ellos integrados.

ACOPLAMIENTOS ENTRE ETAPAS AMPLIFICADORAS TRANSISTORIZADAS

Una sola etapa amplificadora no es suficiente para elevar el nivel de las señales de audio en un receptor de radio, por lo que se suelen disponer varias conectadas en cascada.

Debido a que las impedancias de entrada y salida de los circuitos amplificadores transistorizados en montaje emisor común (que es el más utilizado en la amplificación de la señal de audio) son del orden de 1 y 20 k Ω respectivamente, el acoplamiento directo de dos etapas amplificadoras supone una pérdida considerable de potencia.

Para adaptar las impedancias de salida y entrada de dos etapas amplificadoras transistorizadas, en los radiorreceptores se utilizan diversos tipos de acoplamiento entre etapas.

Los acoplamientos interetapas que puede utilizarse en los amplificadores de BF transistorizados son los siguientes:

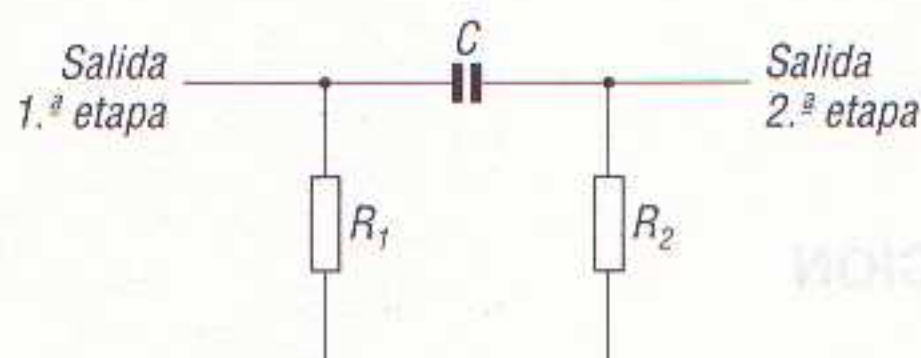
- *Acoplamiento por transformador.*
- *Acoplamiento por autotransformador.*
- *Acoplamiento por resistencia-condensador.*
- *Acoplamiento directo.*
- *Acoplamiento complementario.*

De ellos, los dos primeros no se utilizan actualmente, ya que el transformador encarece el aparato considerablemente y, además, genera distorsión debido a que opone una impedancia distinta para cada frecuencia de la banda de audio, razón por la cual no se estudian en las páginas que siguen.

Acoplamiento por resistencia-condensador

El sistema de acoplamiento entre etapas amplificadoras mediante resistencia-condensador es muy utilizado, ya que, aunque no es posible obtener una impedancia idéntica a la del circuito y, por lo tanto, la ganancia es menor, su precio y espacio son más reducidos que en el acoplamiento por transformador.

El acoplamiento mediante resistencia-condensador está compuesto por un condensador y dos resistencias (figura 13.1).

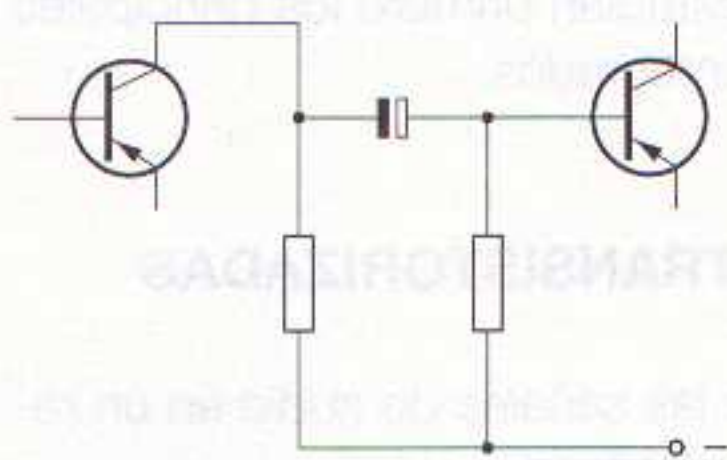


13.1 Elementos que forman parte de un acoplamiento resistencia-condensador.

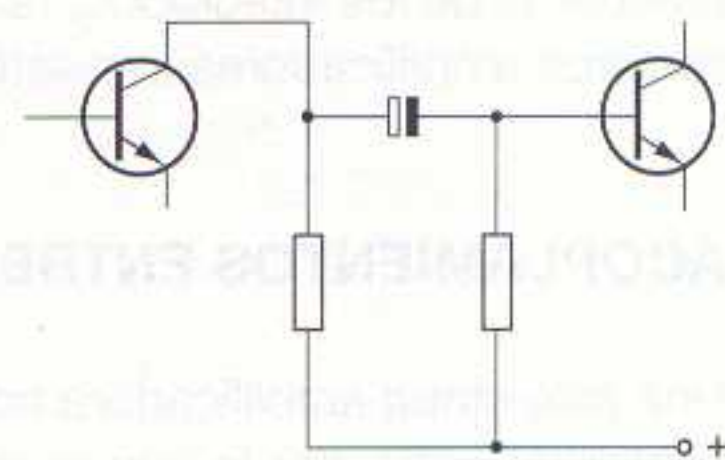
La resistencia R_1 es la de carga de la primera etapa amplificadora, y la R_2 es la de polarización base-emisor del transistor de la segunda.

El condensador C tiene por finalidad dejar pasar las señales de audio que se deseen amplificar de una a otra etapa y evitar, al mismo tiempo, que la alta tensión continua de colector del primer transistor quede aplicada a la base del segundo.

La capacidad del condensador C depende del valor de las frecuencias que se deseen amplificar, por lo que cuanto más bajas sean dichas frecuencias mayor deberá ser su capacidad. En los amplificadores de audio la capacidad del condensador C es de unos $10 \mu\text{F}$.



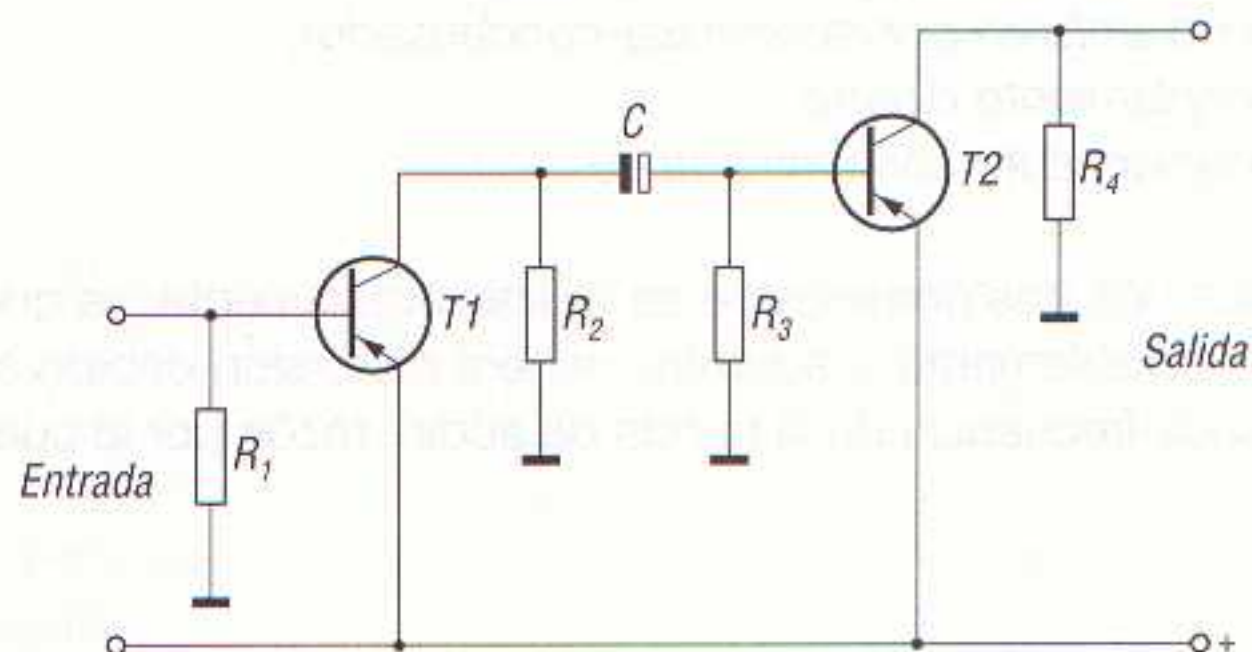
13.2 Acoplamiento de dos transistores PNP mediante grupo RC.



13.3 Acoplamiento de dos transistores NPN mediante grupo RC.

En las figuras 13.2 y 13.3 se muestra el acoplamiento resistencia-condensador de dos transistores PNP y dos NPN, respectivamente. Se puede comprobar en ellas que, según sea el tipo de transistor utilizado, así se conecta el condensador electrolítico, puesto que éste precisa de una polarización adecuada.

El esquema de la figura 13.4 corresponde a un amplificador de dos etapas acopladas por resistencia-condensador. El funcionamiento del circuito es como sigue: cuando la tensión de colector



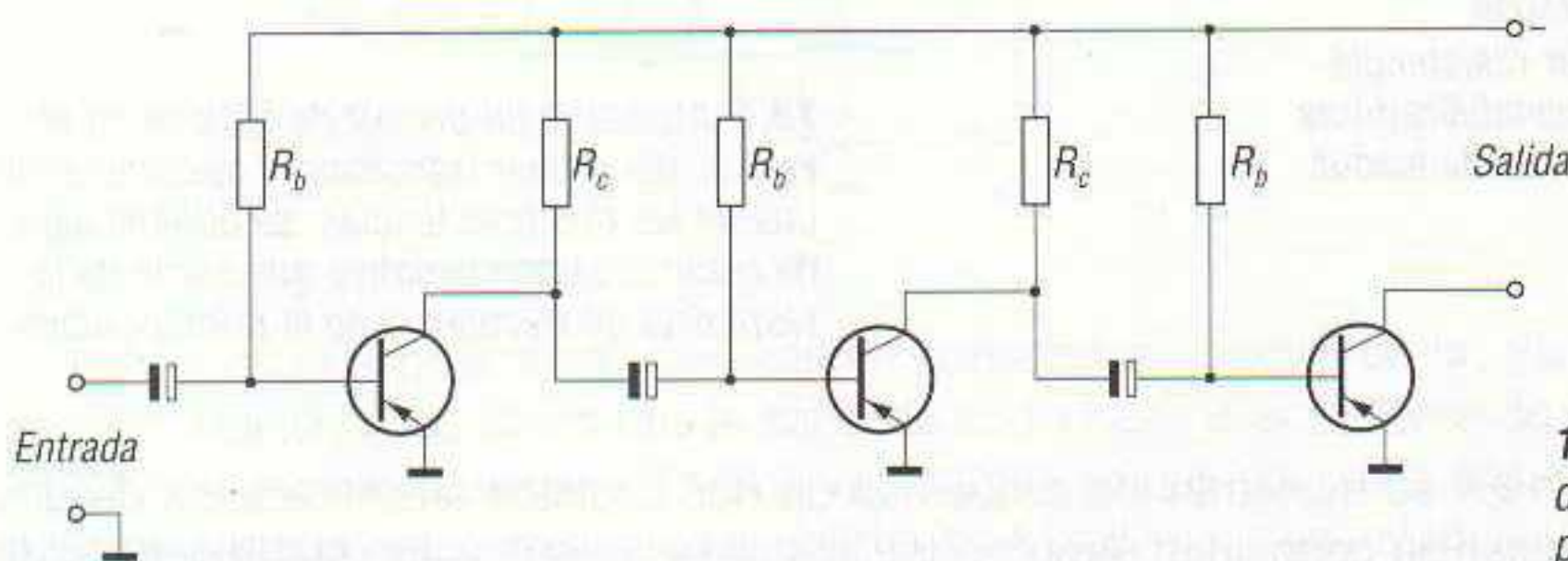
13.4 Circuito amplificador de dos etapas acopladas por resistencia-condensador.

del transistor $T1$ aumenta negativamente, se carga con dicha polaridad la placa negativa del condensador electrolítico, es decir, la placa en conexión directa con el colector de $T1$.

Como consecuencia, la placa positiva del condensador C (conectada con la base de $T2$) atrae cargas positivas y repele las negativas. Estas cargas negativas repelidas por la armadura de C se aplican a la base del transistor $T2$ (polarizada negativamente por R_3), con lo cual aumenta la tensión de polarización de la base de $T2$ y éste disminuye su corriente de colector.

Cuando la tensión de colector de $T1$ disminuye negativamente, la placa del condensador C en conexión directa con él también disminuye su carga negativa, lo que equivale a hacerse positiva.

La otra placa del condensador, en conexión directa con la base de $T2$, repele parte de su carga positiva hacia la base (polarizada negativamente), haciendo con ello que disminuya la polarización y, como consecuencia, aumenta la corriente de colector de $T2$.



13.5 Circuito amplificador de tres etapas acopladas por resistencia-condensador.

En la figura 13.5 se ha dibujado el esquema de un amplificador de audio de tres etapas transistorizadas, acopladas mediante resistencia-condensador.

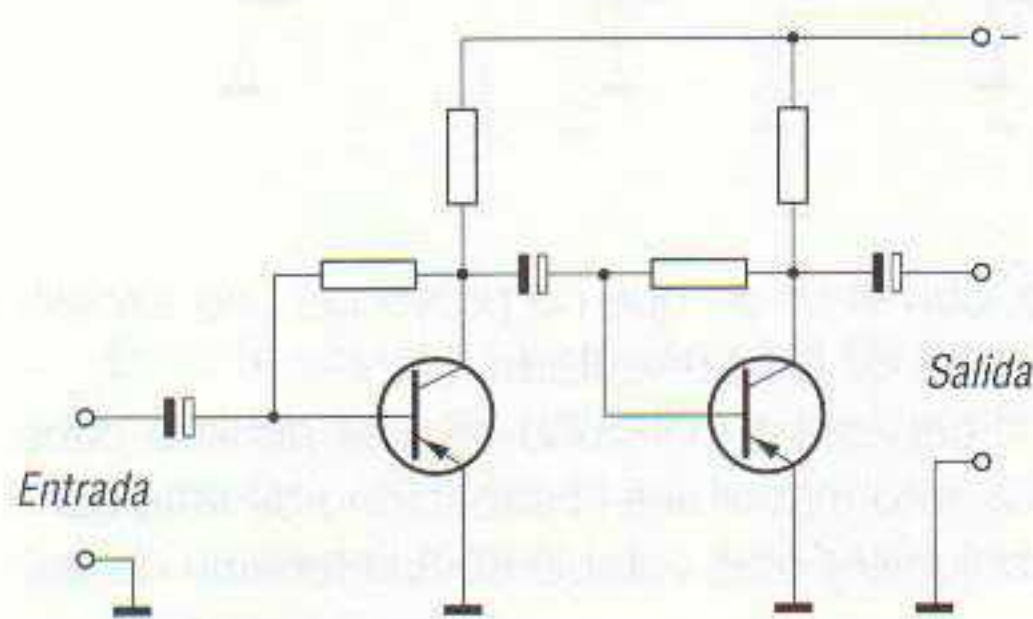
La ganancia óptima de corriente se obtiene ajustando las resistencias R_c . Si el valor de las resistencias R_c es muy elevado, se produce una excesiva caída de tensión que reduce la tensión de polarización del colector. Si, por el contrario, el valor de R_c es muy bajo, la amplificación es insuficiente.

El punto de funcionamiento de los transistores se elige mediante las resistencias R_b de polarización de base, según sea la corriente de colector.

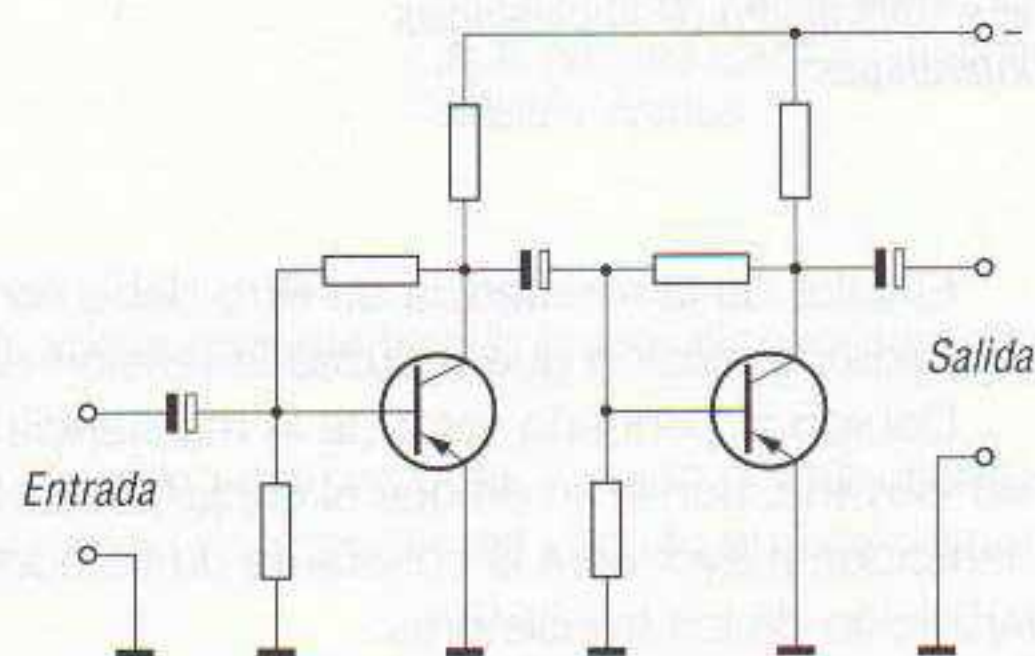
El valor de los condensadores electrolíticos de acoplamiento es, como mínimo, de $10 \mu\text{F}$.

Los circuitos descritos no están estabilizados con respecto a variaciones de temperatura, por lo que sólo es posible su utilización en ambientes cuya temperatura sea constante.

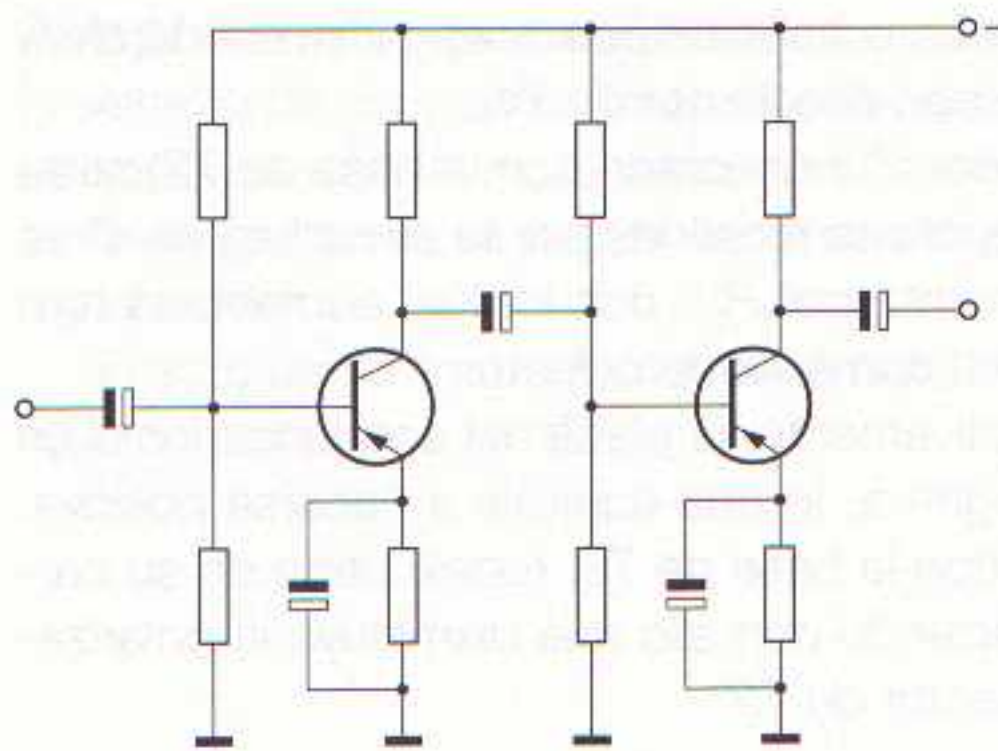
Para estabilizar el circuito ante las variaciones de temperatura es preciso utilizar un circuito de autopolarización, consistente en conectar la resistencia de base directamente al colector (figura 13.6), es decir, mediante una realimentación de corriente, o bien mediante una estabilización por divisor de tensión (figura 13.7).



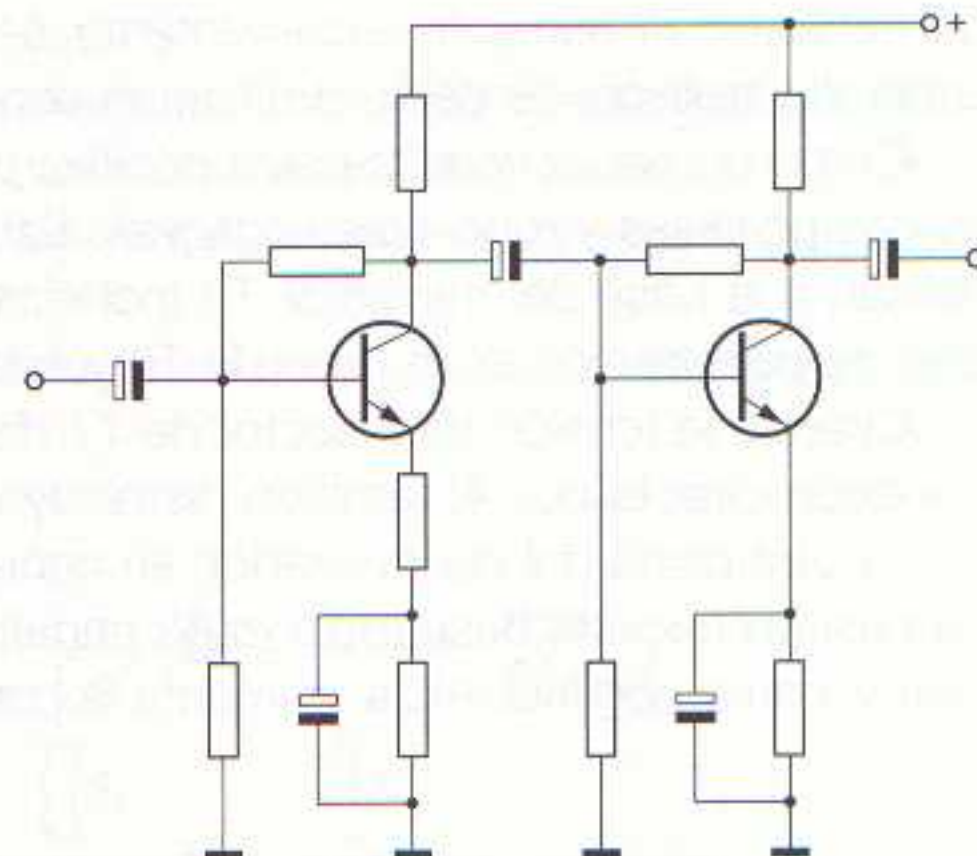
13.6 Circuito amplificador de dos etapas, con realimentación de corriente para estabilizar el circuito contra variaciones de temperatura.



13.7 Circuito amplificador de dos etapas con estabilización mediante divisor de tensión.



13.8 Amplificador de dos etapas amplificadoras acopladas por resistencia-condensador y resistencias estabilizadoras de emisor desacopladas por condensador.



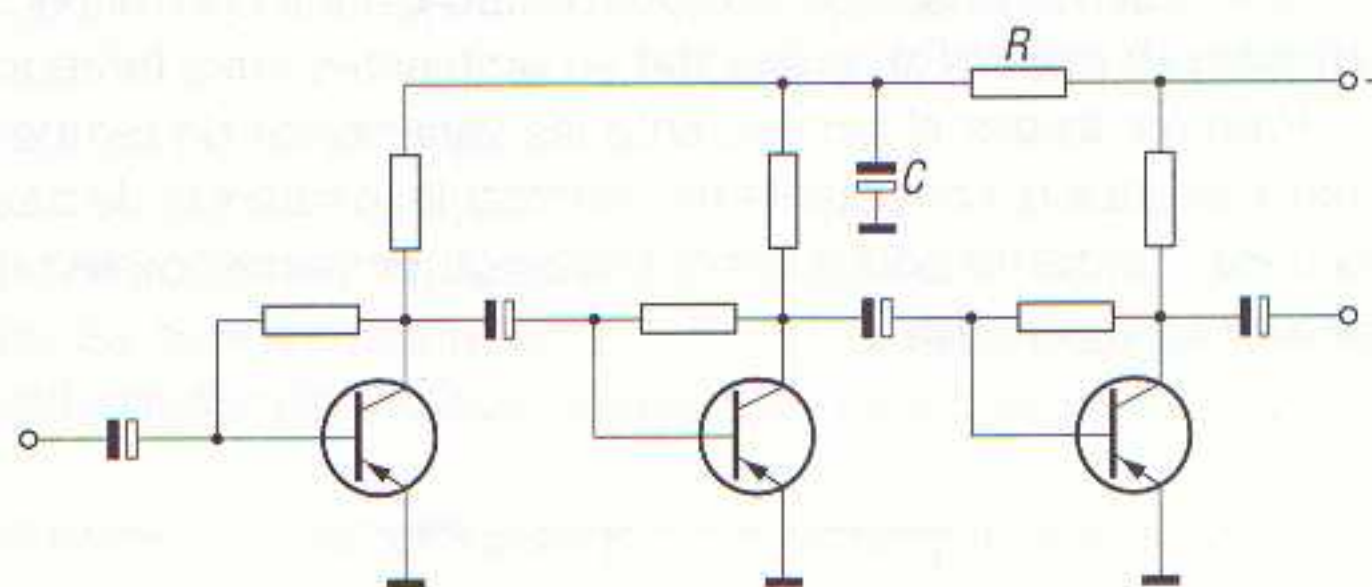
13.9 Mediante un divisor de tensión en el emisor del primer transistor, y desacoplando una de las dos resistencias, se obtiene algo de realimentación negativa que aumenta la respuesta de frecuencia de la primera etapa.

En las figuras 13.8 y 13.9 se muestran los esquemas de dos circuitos amplificadores de dos etapas acopladas por resistencia-capacidad. Ambos circuitos tienen resistencias estabilizadoras de emisor, desacopladas mediante condensador.

En el caso del primer transistor del circuito de la figura 13.9 la resistencia estabilizadora de emisor se ha dividido en dos partes y se ha desacoplado una de ellas. De esta forma se obtiene algo de realimentación que aumenta la respuesta de frecuencia de la primera etapa.

En el circuito de la figura 13.9 los transistores utilizados son del tipo NPN, por lo que se ha cambiado la polaridad de la fuente de alimentación así como la de los condensadores electrolíticos.

En los amplificadores de varias etapas (tres, cuatro, o más) es aconsejable insertar entre la etapa final y una etapa previa un circuito filtro formado por una resistencia R y un condensador C (figura 13.10). La finalidad de este filtro es compensar la influencia de la resistencia interna de la fuente de alimentación en el acoplamiento entre las etapas.



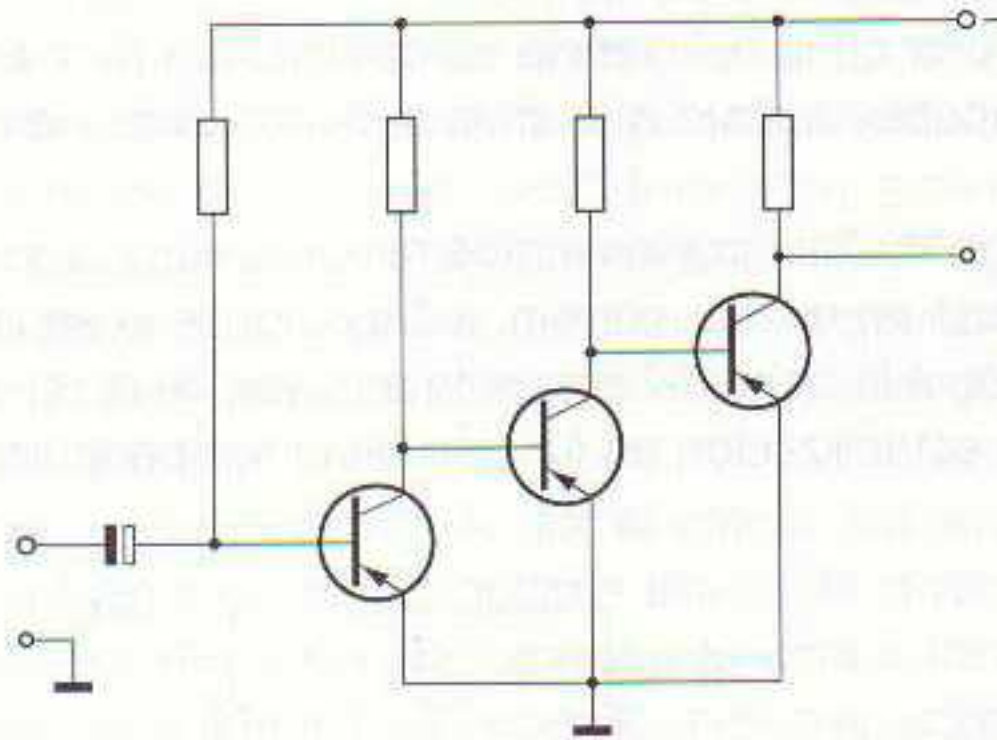
13.10 El condensador C y la resistencia R compensan la influencia de la impedancia interna de la fuente de alimentación en el acoplamiento de impedancias interetapas.

El valor de la resistencia de filtro debe ser pequeño, con el fin de que no provoque una excesiva caída de tensión que reduzca la tensión de alimentación de los transistores.

Debido al pequeño valor de la resistencia de filtro, la capacidad del condensador de filtro debe ser elevada, con el fin de que el conjunto sea efectivo. Cuanto mayor sea la capacidad de este condensador, mayor será la constante de tiempo RC del conjunto y más estable será la tensión de polarización de los transistores.

Acoplamiento directo

En algunos casos las etapas amplificadoras de audio se acoplan directamente, es decir, sin ningún elemento entre ellas (figura 13.11).



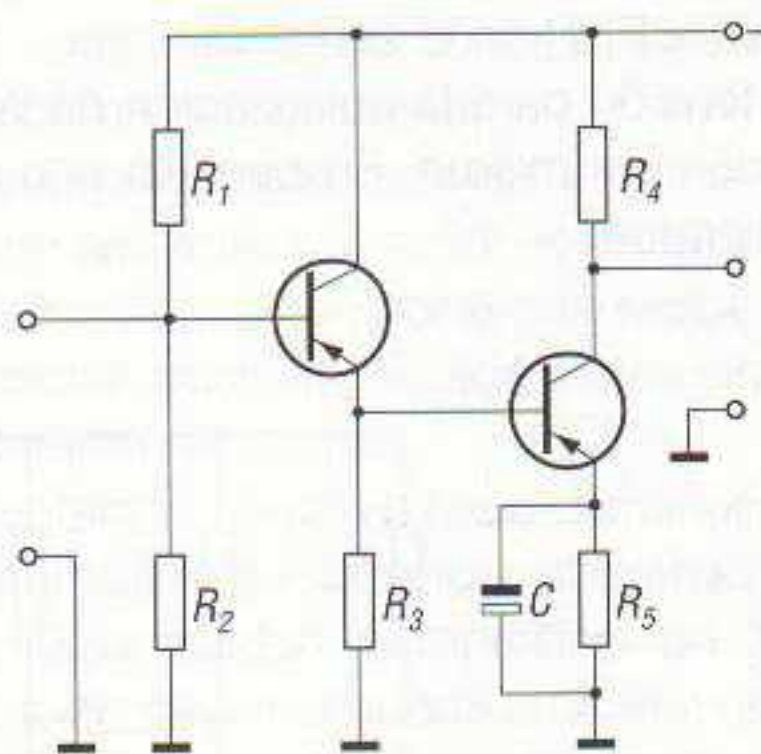
13.11 Amplificador de audio de tres etapas acopladas directamente.

Este tipo de acoplamiento consiste en conectar el colector de un transistor directamente a la base del siguiente, de forma que la señal de audio pase directamente de una a otra etapa.

Sin embargo, este circuito no es muy utilizado, ya que, tal como se ha diseñado, el colector de la primera etapa está alimentado a una tensión bajísima, pues al mismo tiempo polariza la base de la etapa siguiente.

Para evitar esto se deberían utilizar varias fuentes de alimentación con tensiones crecientes, o bien establecer las tensiones de colector por caídas de tensión en resistencias alimentadas por una única fuente de alimentación, de fuerza electromotriz muy elevada. Tanto uno como otro sistema no son muy adecuados, ya que el primero encarece el circuito y el segundo consume mucha energía en las resistencias, energía que es totalmente desaprovechada.

Una solución a este problema consiste en utilizar la primera etapa en montaje colector común, conectando el emisor de su transistor directamente a la base del siguiente (figura 13.12).



13.12 Amplificador de audio de dos etapas acopladas directamente, con el transistor de la primera etapa en montaje colector común.

En este circuito las resistencias de emisor de ambos transistores hacen las funciones de estabilizadoras contra las variaciones de temperatura.

El montaje de la figura 13.12 es posible debido a que el montaje colector común posee una impedancia de salida muy baja, adecuada a la baja impedancia de entrada del circuito emisor común de la etapa siguiente.

En el circuito de la figura 13.12 las resistencias R_1 y R_2 forman el divisor de tensión para la polarización de la base del primer transistor.

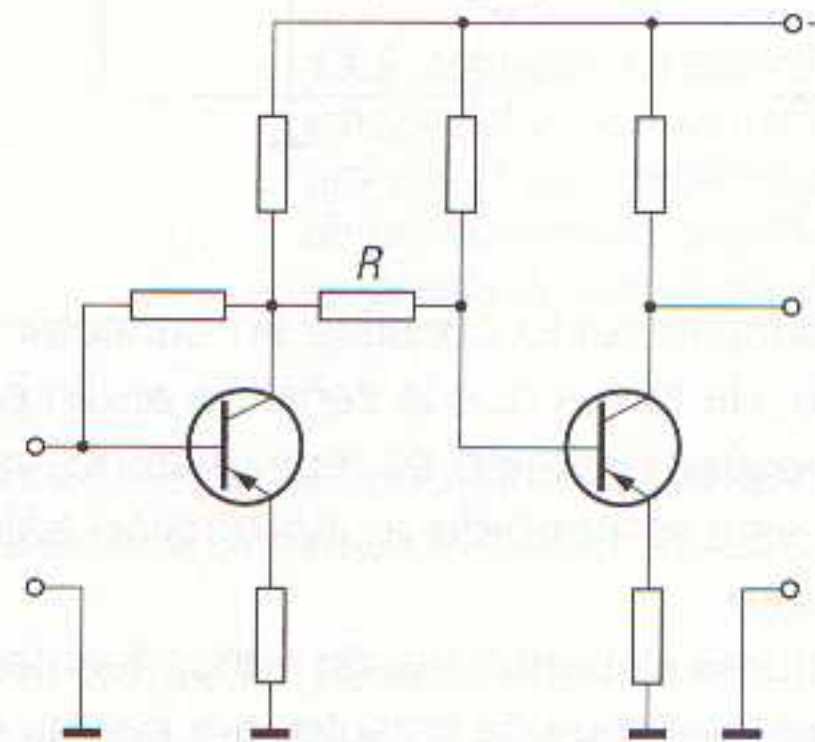
R_3 es la resistencia de autopolarización base-emisor.

La resistencia R_3 no lleva en paralelo el condensador de desacople, ya que la señal de BF de audio se toma del emisor y la presencia de un condensador estabilizaría la tensión en R_3 y, como consecuencia, no se obtendría señal de audio en ella.

El emisor se conecta pues directamente a la base de la etapa siguiente, actuando R_3 a su vez como resistencia de polarización de dicha base.

El emisor del segundo transistor dispone de la resistencia autopolarizada R_5 y en paralelo con ella un condensador electrolítico de desacople, puesto que en la segunda etapa la señal de audio se extrae del colector.

El circuito de la figura 13.13 difiere algo de los acoplamientos directos estudiados hasta ahora, ya que ambos transistores se han montado en emisor común, extrayéndose la señal de audio del colector del primer transistor y aplicándose a la base del siguiente a través de la resistencia R , que polariza el segundo transistor y mejora la estabilización en función de la temperatura.



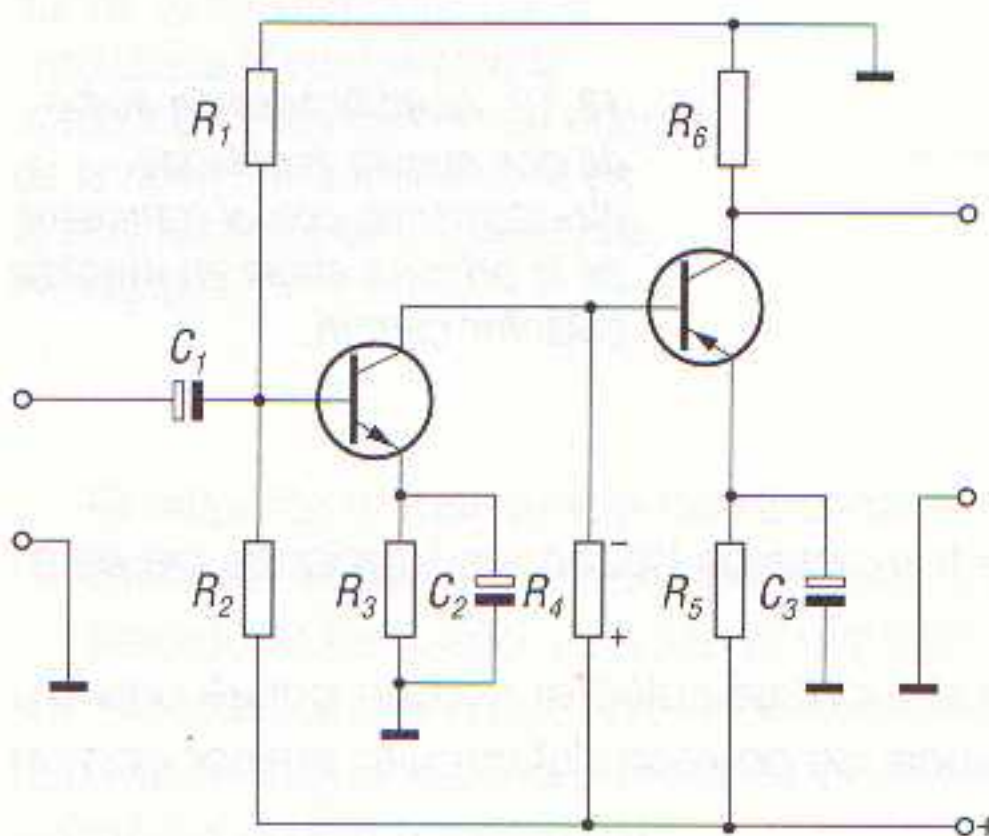
13.13 Amplificador de audio de dos etapas acopladas directamente, con ambos transistores en montaje emisor común.

Acoplamiento complementario

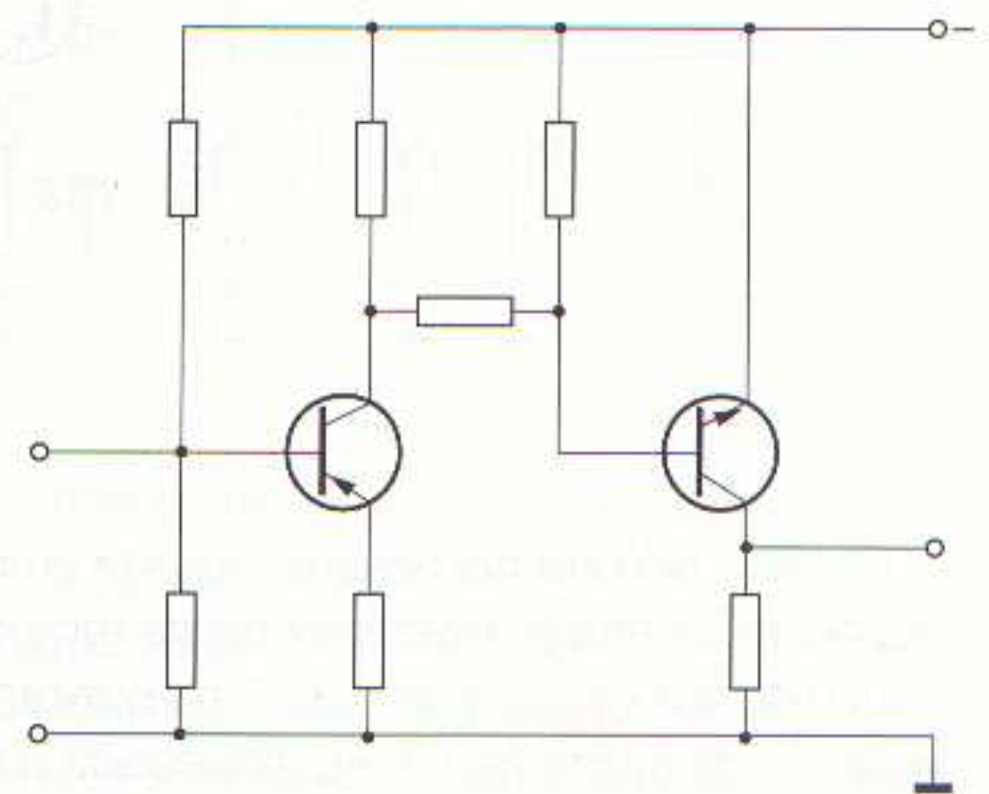
Una forma de acoplamiento directo muy utilizada actualmente es el denominado *acoplamiento complementario*. Su principal característica consiste en utilizar un transistor PNP junto con otro del tipo NPN (figuras 13.14 y 13.15).

El circuito de la figura 13.14 corresponde a un acoplamiento directo complementario, utilizando un transistor NPN en la primera etapa y un transistor PNP en la segunda.

Las resistencias R_1 y R_2 forman el divisor de tensión para la polarización de la base del primer transistor, y R_3 es la resistencia de autopolarización del mismo. En paralelo con R_3 se dispone el condensador de filtro C_2 , por los motivos ya explicados.



13.14 Amplificador de dos etapas con acoplamiento complementario.



13.15 Amplificador de dos etapas, similar al de la figura 13.13, pero utilizando transistores complementarios.

La resistencia R_4 es la carga del primer transistor, y en ella radica la clase de acoplamiento.

Cuando no se aplica señal alguna a la base del primer transistor, la resistencia R_4 polariza adecuadamente la base del segundo transistor, según las polaridades indicadas en el esquema.

En el momento en que la base del primer transistor se hace positiva, la base del segundo transistor se hace más negativa, aumentando la corriente de colector del segundo transistor.

Si, por el contrario, la base del primer transistor se hace menos positiva, por recibir un semiciclo negativo de la señal de audio que se desea amplificar (la cual se resta de la tensión continua positiva de polarización de base del primer transistor), este transistor conduce menos. Con ello, la base del segundo transistor se hace menos negativa (al ser mayor la resistencia total del conjunto colector-emisor del primer transistor y la resistencia R_3 , que forman con R_4 el divisor de tensión para la polarización de base del segundo transistor). Como consecuencia de todo esto, disminuye la corriente de colector del segundo transistor.

Se observa, en la figura 13.14, que el emisor del primer transistor está en comunicación con el negativo de la fuente de alimentación a través de la resistencia R_3 y masa (transistor NPN), mientras que el emisor del segundo transistor lo está a través de R_5 con el positivo (transistor PNP).

El esquema de la figura 13.15 corresponde a un acoplamiento complementario, en el que el primer transistor es PNP y el segundo NPN. Se trata de un montaje muy similar al de la figura 13.13 pero utilizando transistores complementarios.

REALIMENTACIÓN NEGATIVA DE LOS AMPLIFICADORES DE AUDIO

Hemos visto hasta aquí los diferentes sistemas de acoplamiento entre etapas de los amplificadores de audio. A continuación se estudia la realimentación negativa que se lleva a cabo en estos amplificadores.

La realimentación negativa mejora la estabilidad de funcionamiento del amplificador y reduce la distorsión y las variaciones de ganancia debidas a diferencias de características entre transistores de un mismo tipo, por lo que es muy utilizada en los amplificadores de audio.

Se denomina *realimentación* al sistema de transporte de parte de la señal de salida de una etapa amplificadora a la entrada de la misma o de otra anterior.

Para realizar una realimentación, las señales de entrada y salida han de poseer ciertas características.

La realimentación puede ser positiva o negativa; sin embargo, en los amplificadores de audio sólo se utiliza la negativa, puesto que la realimentación positiva genera oscilación y por este motivo se utiliza en los circuitos osciladores.

En la realimentación negativa, la señal que se toma a la salida de una etapa ha de estar en oposición de fase con respecto a la señal de entrada de la etapa a la que debe aplicarse, de esta forma ambas señales se restan, razón por la cual recibe el nombre de realimentación negativa, en contraste con la realimentación positiva utilizada en los circuitos osciladores, en la que ambas señales están en fase y, por lo tanto, se suman.

Toda realimentación negativa hace disminuir la amplificación, pero cuando un amplificador de audio proporciona suficiente ganancia, el exceso de ganancia puede muy bien sacrificarse con el fin de obtener una mejor calidad de reproducción del sonido.

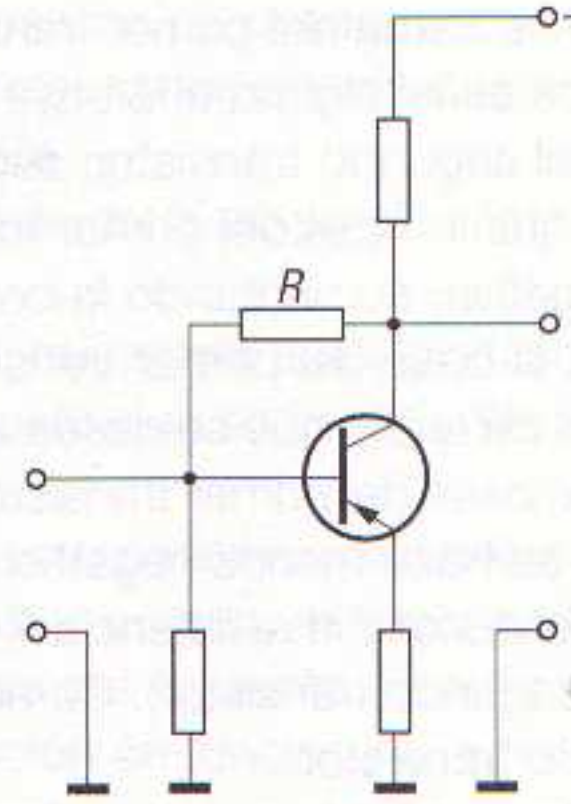
La realimentación negativa puede aplicarse etapa por etapa o sobre el conjunto del amplificador.

En la figura 13.16 se muestra el método más sencillo de realimentación negativa.

Consiste en una etapa amplificadora transistorizada en montaje emisor común, en la cual la resistencia R realimenta parte de la señal de salida presente en el colector a la base del propio transistor. Además de realizar la realimentación la resistencia estabiliza el transistor contra variaciones de temperatura; es decir, al realimentar la base con la corriente negativa de colector, cualquier aumento de corriente en este electrodo, debido a un aumento de temperatura, se refleja en una corriente de base que hace disminuir la corriente de colector.

El funcionamiento del circuito de la figura 13.16 es como sigue: la tensión V_{CE} entre colector y emisor está desfasada 180° con respecto a la señal de entrada V_{BE} entre base y emisor. En el caso de transistores montados en circuito colector común o base común esta realimentación no es posible, ya que en estos montajes la señal de salida está en fase con la señal de entrada.

13.16 La resistencia R produce una realimentación negativa de la etapa amplificadora.

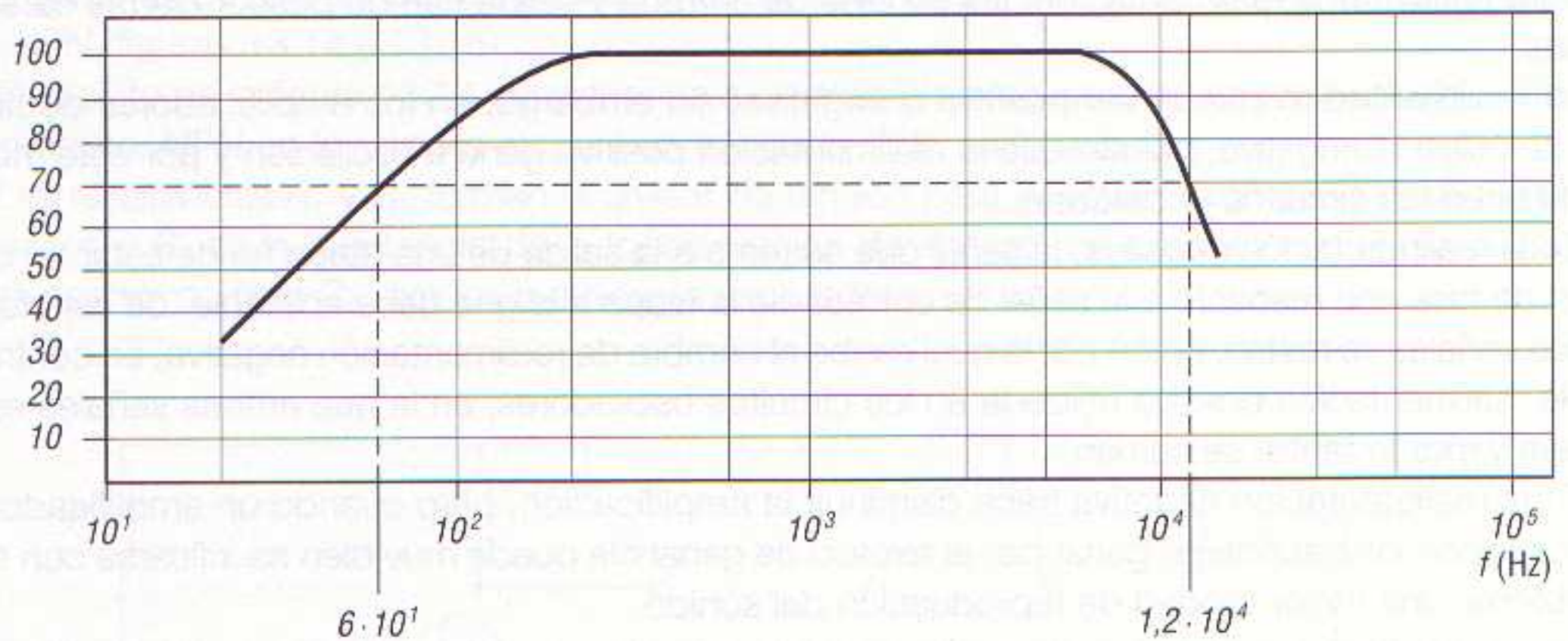


La resistencia R de la figura 13.16 determina el valor de la señal presente en el colector que se aplica a la base. Dado que cuanto mayor sea el valor de la corriente que circula por R mayor es la tensión presente en ella, en el circuito de la figura 13.16 actúa tanto la tensión como la corriente.

Cuando la señal aplicada a la base aumenta positivamente, la señal en el colector lo hace negativamente, por lo que la resistencia R aplica a la base una señal negativa que se resta de la entrada, reduciéndose así la corriente de colector.

Indiscutiblemente, la realimentación negativa reduce la ganancia del amplificador, pero a cambio se mejora su ancho de banda.

Efectivamente, considérese un amplificador cuya curva de respuesta para una tensión de entrada de 0,1 V es la que se indica en la figura 13.17. La ganancia de este amplificador es de 99 en la zona plana de su curva característica, y las frecuencias de corte inferior y superior son, respectivamente, 60 Hz y 12 kHz. Para estas frecuencias la tensión de salida se reduce al 70 % del valor máximo.



13.17 Curva característica de respuesta de un amplificador no realimentado.

Al aplicar una realimentación negativa con un factor de realimentación de 1/11, es decir, realimentando a la entrada 1/11 parte de la señal de salida, la ganancia en la zona plana pasa a ser de 9,9, por lo que para obtener 9,9 V de salida es preciso aplicar 1 V a la entrada.

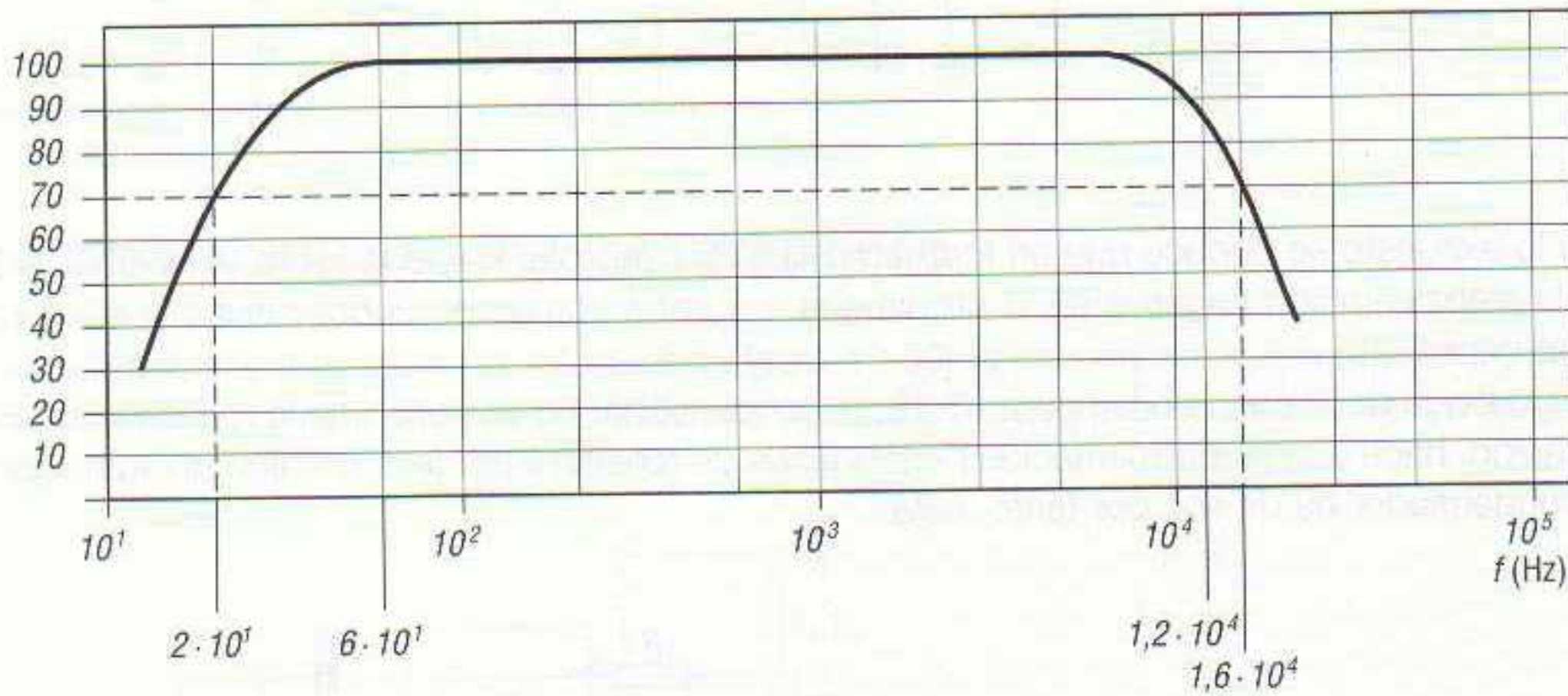
Para las frecuencias de corte la ganancia vale ahora:

$$g_r = \frac{g}{1 + rg} = \frac{70}{1 + \frac{1}{11} \times 70} = \frac{70}{1 + 6,36} \approx 9,5$$

y, por tanto, la tensión de salida vale:

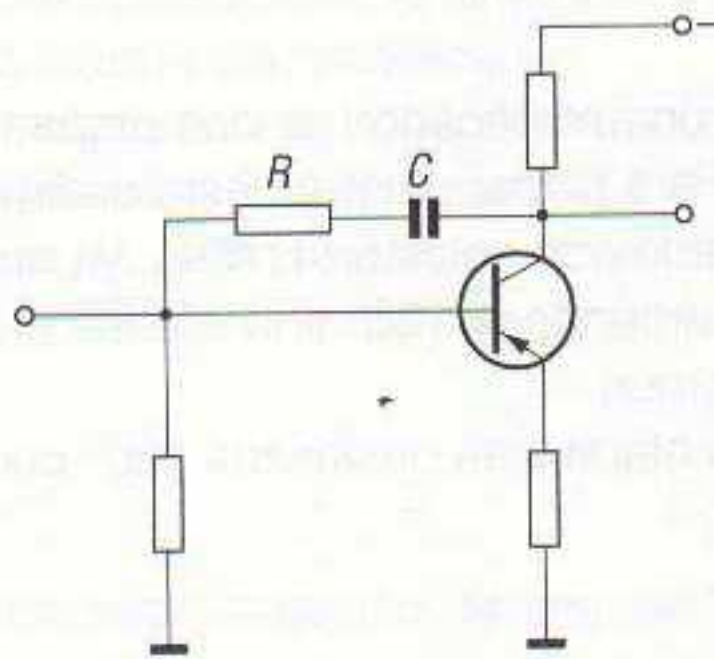
$$V_s = V_e g_r = 1 \text{ V} \times 9,5 = 9,5 \text{ V}$$

es decir, casi igual que la zona plana, lo que indica que la frecuencia de corte inferior es ahora menor de 60 Hz y la frecuencia de corte superior mayor de 12 kHz (figura 13.18).



13.18 Curva característica de respuesta de un amplificador realimentado.

En ciertos casos, en los que se requiere una realimentación de tensión (figura 13.19), se intercala en serie con la resistencia un condensador de reducida capacidad para que apenas circule corriente. Además, el condensador aísla el colector de la base en lo que se refiere a la corriente continua.

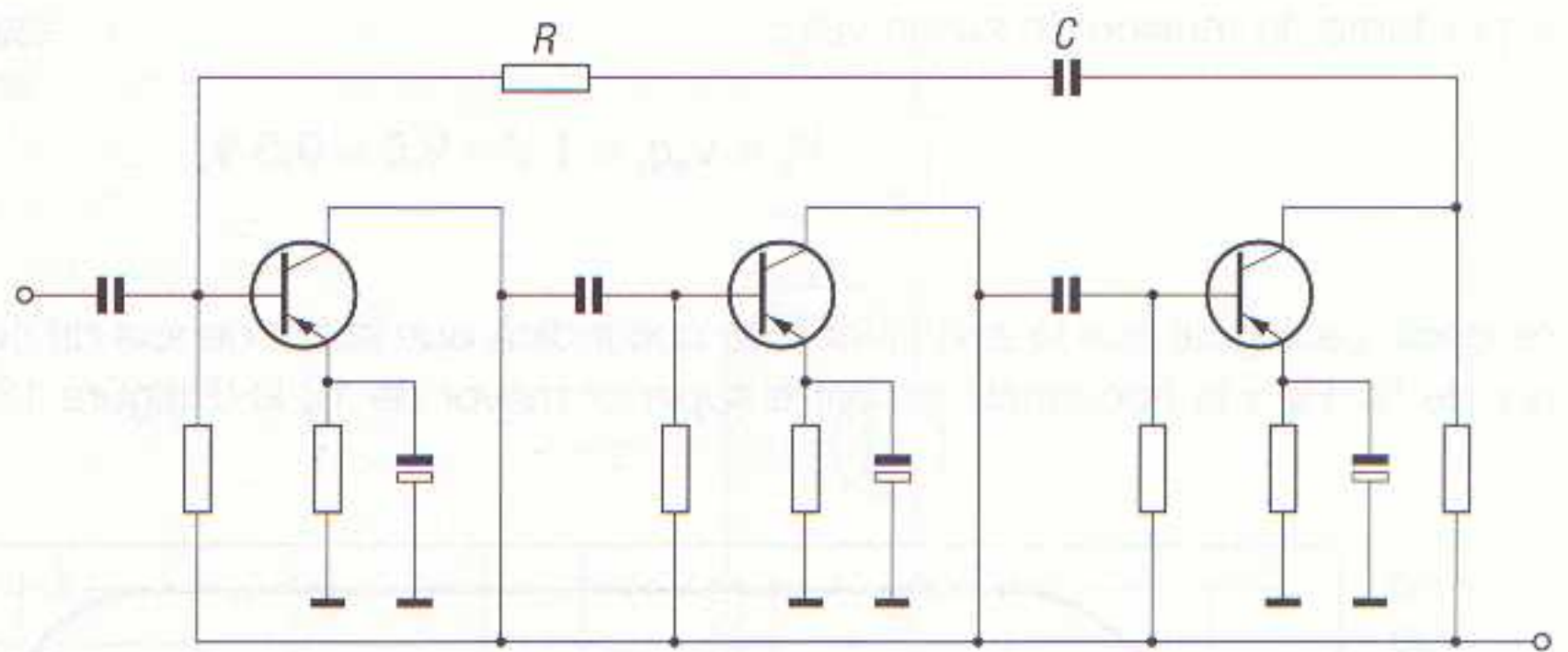


13.19 Circuito amplificador con realimentación negativa de tensión mediante condensador.

En la figura 13.20, se puede ver el esquema de un amplificador de audio de tres etapas acopladas por resistencia-condensador y en montaje emisor a masa. En este circuito se lleva a cabo una realimentación negativa desde la salida de la tercera etapa a la entrada de la primera mediante una resistencia R y un condensador C .

La realimentación se efectúa desde la tercera etapa a la primera, ya que no es posible efectuar una realimentación negativa desde la segunda a la primera. El motivo de esto es que en todo transistor en montaje emisor común la señal de salida está desfasada 180° con respecto a la de entrada, por lo que en la salida de la segunda etapa la señal tiene la misma fase que la de entrada de la primera, y si se tomara la realimentación de esta segunda etapa la señal se sumaría a la de entrada, es decir, se obtendría una realimentación positiva.

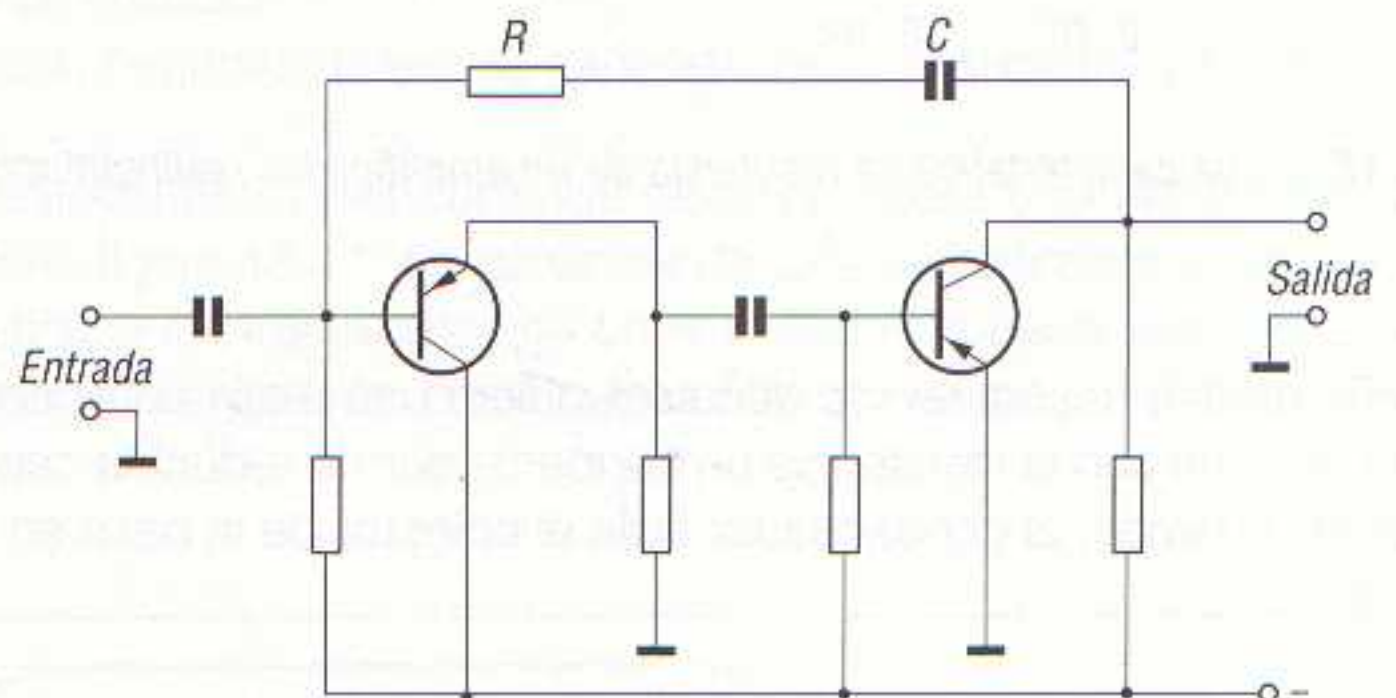
13.20 Circuito amplificador de tres etapas acopladas por resistencia-condensador y realimentación negativa desde la salida de la tercera etapa a la entrada de la primera.



De lo expuesto se deduce que en todo amplificador con emisor a masa sólo es posible llevar a cabo la realimentación negativa en la propia etapa o entre etapas no consecutivas, y siempre en número impar.

Al igual que en el caso de la figura 13.19, el condensador C, en serie con la resistencia de realimentación, hace que la realimentación negativa sea de tensión y no de corriente. La capacidad de este condensador ha de ser, por tanto, baja.

13.21 Realimentación negativa entre dos etapas consecutivas, haciendo trabajar la primera en montaje colector común y la segunda en montaje emisor común.



El esquema de la figura 13.21 corresponde a un amplificador de dos etapas en el que la realimentación se realiza entre etapas consecutivas. Para poder efectuar esta realimentación es preciso que el transistor de la primera etapa esté montado con colector a masa, ya que de esta forma la señal de salida está en fase con la de entrada, invirtiéndose 180° a la salida de la segunda etapa, en la cual el transistor está montado en emisor común.

De esta forma, la señal de salida de la segunda etapa está desfasada 180° con respecto a la señal presente en la entrada de la primera.

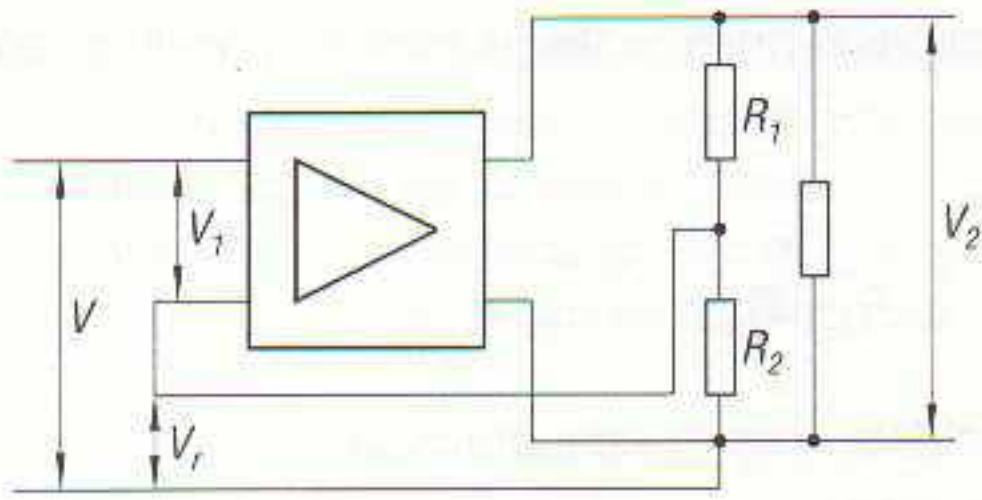
REALIMENTACIÓN NEGATIVA DE TENSIÓN

A continuación se estudia cómo elegir el valor de la resistencia de realimentación para obtener una tensión de realimentación determinada. Para ello se considera un divisor de tensión formado por las resistencias R_1 y R_2 conectadas a la salida de una etapa amplificadora.

En el conjunto formado por R_1 - R_2 se obtiene la tensión de salida del amplificador V_2 (figura 13.22).

La tensión de salida queda repartida proporcionalmente entre las resistencias R_1 y R_2 , por lo que si se toma la tensión V_r de R_2 y se aplica de nuevo a la entrada, dicha tensión se suma a la tensión de entrada V_1 . Puesto que ambas tensiones están en oposición de fase, la tensión resultante V que se aplica realmente a la entrada del amplificador es igual a:

$$V = V_1 - V_r$$

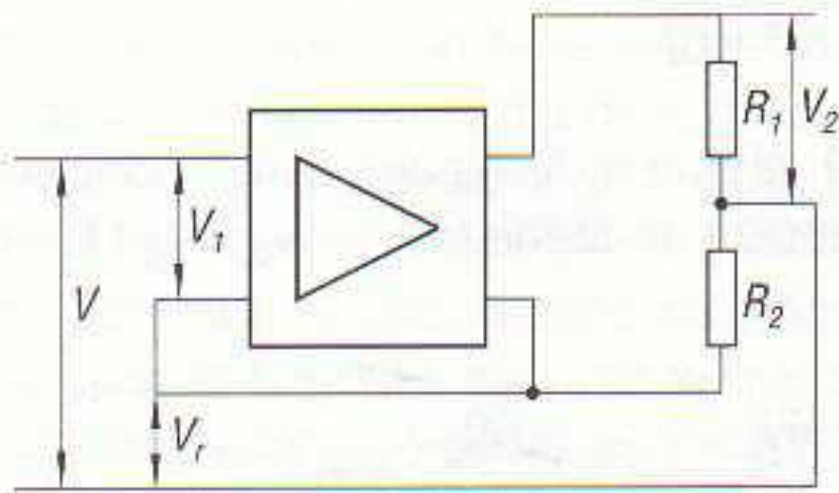


13.22 Realimentación negativa de tensión en un amplificador.

El circuito descrito corresponde a una realimentación negativa de tensión, ya que V_r depende de la tensión de salida y es proporcional a ella.

REALIMENTACIÓN NEGATIVA DE INTENSIDAD

En la realimentación negativa de intensidad (figura 13.23) la tensión de realimentación V_r depende de la resistencia R_1 o impedancia de utilización, y es proporcional a la intensidad de la corriente que circula por esta resistencia o impedancia.



13.23 Realimentación negativa de intensidad en un amplificador.

VALOR DE LA TENSIÓN REALIMENTADA

En los amplificadores de audio la realimentación negativa de tensión es más usual, ya que disminuye la resistencia interna del amplificador.

La tensión de realimentación V_r depende, en el caso de la realimentación de tensión, de los valores dados a las resistencias R_1 y R_2 (figura 13.22) y, en el caso de la realimentación de intensidad, del valor de la resistencia R_1 o de la impedancia de utilización, así como de la resistencia R_2 (figura 13.23).

En el caso de una realimentación de tensión, la tensión V_r se calcula con la fórmula:

$$V_r = \frac{V_2}{R_1 + R_2} R_2$$

y en el caso de una realimentación de intensidad, la tensión V_r se obtiene a partir de la fórmula:

$$V_r = \frac{V_2 R_2}{R_1}$$

COEFICIENTE DE REALIMENTACIÓN

Recibe el nombre de *coeficiente de realimentación* r el cociente entre la tensión realimentada V_r y la tensión de salida del amplificador V_2 , es decir:

$$r = \frac{V_r}{V_2}$$

y se expresa, normalmente, en porcentaje.

En el caso de una realimentación de tensión, el coeficiente de realimentación puede calcularse también a partir de la fórmula:

$$r = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

y en el caso de una realimentación de intensidad, a partir de la fórmula:

$$r = \frac{R_2}{R_1}$$

GANANCIA DE UN AMPLIFICADOR CON REALIMENTACIÓN NEGATIVA

La ganancia de un amplificador con realimentación negativa g_r , se obtiene dividiendo la ganancia g del amplificador sin realimentar por la suma de 1 y el producto de la ganancia g por el coeficiente de realimentación, es decir:

$$g_r = \frac{g}{1 + rg}$$

Así, en un amplificador cuya ganancia g sea 99, al que se le agrega un lazo de realimentación que aplica a la entrada una undécima parte de la tensión de salida ($r = V_r/V_2 = 1/11$), la ganancia pasa a ser de:

$$g_r = \frac{g}{1 + rg} = \frac{99}{1 + \frac{1}{11} \times 99} = \frac{99}{1 + 9} = 9,9$$

Es decir, la ganancia se reduce a la décima parte.

Para obtener esta ganancia g_r (décima parte de la ganancia g del amplificador sin realimentar), la resistencia R_1 debe ser 10 veces mayor que la resistencia R_2 , con el fin de que el coeficiente de realimentación sea igual a 1/11:

$$r = \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{R_2}{10R_2 + R_2} = \frac{R_2}{11R_2} = \frac{1}{11}$$

De todo lo expuesto se deduce que, si para obtener 5,5 V a la salida del amplificador sin realimentar es suficiente aplicar a su entrada una tensión de:

$$V_1 = \frac{V_2}{g} = \frac{5,5 \text{ V}}{99} \approx 55 \text{ mV}$$

para obtener la misma tensión de salida del amplificador realimentado es preciso aumentar la tensión de entrada diez veces, es decir, en nuestro caso unos 550 mV.

Todo esto, que parece carente de interés ya que aumenta la inestabilidad del amplificador, es, sin embargo, muy interesante, pues aumenta el ancho de banda del amplificador.

ETAPA FINAL DE POTENCIA

Recibe el nombre de *etapa final de potencia*, *etapa de salida* o *etapa de potencia*, la última etapa amplificadora de audio, capaz de proporcionar una fuerte señal para el accionamiento de un altavoz.

Las etapas de salida de los amplificadores transistorizados utilizan transistores de potencia, es decir, transistores capaces de disipar potencias elevadas, por lo que debe prestarse especial atención a la temperatura normal de funcionamiento, ya que el calor desarrollado en ellos es muy elevado en comparación con su tamaño, pudiendo causar su destrucción.

Para disipar el calor, cuando el circuito lo exige, se dota a los transistores de potencia de radiadores de calor.

Otra particularidad de las etapas finales de potencia consiste en el montaje de los transistores, ya que pueden ser etapas de potencia simples o montajes en *push-pull* o contrafase.

En el caso de etapas finales simples, éstas no difieren en su funcionamiento de las estudiadas en los párrafos anteriores, es decir, se trata de una etapa final amplificadora en clase A, cuya única diferencia con respecto a las etapas precedentes es que se diseña con transistores de potencia.

Las etapas finales en conexión *push-pull* sí que tienen un diseño diferente, por lo que en las líneas que siguen se estudia su principio de funcionamiento.

Amplificadores finales en contrafase

Los amplificadores lineales, o amplificadores simples, suelen utilizarse en muy raras ocasiones como etapas finales, y en todo caso en receptores muy económicos, ya que el rendimiento de los mismos al trabajar en clase A es inferior al 50 %.

Para aumentar la potencia de salida de un amplificador simple podría añadirse una etapa más, pero el rendimiento del conjunto no sería satisfactorio, en primer lugar porque se sigue perdiendo más de la mitad de la potencia en forma de calor en el transistor, y en segundo lugar porque cuantas más etapas amplificadoras se dispongan mayor será la distorsión que sufra la señal amplificada. Téngase presente que en un amplificador de potencia lo que se busca es precisamente eso, «potencia», y que los transistores utilizados no amplifican por igual cuando la señal de entrada posee un valor bajo que cuando lo posee alto, por lo que deforman la señal que se desea amplificar (distorsionan la señal). Distorsión que se va acumulando de etapa en etapa, por lo que conviene que el número de éstas sea lo más reducido posible.

Para obtener una elevada potencia, y mejorar el rendimiento del circuito, se utilizan los montajes simétricos o en contrafase, denominados también montajes en *push-pull*.

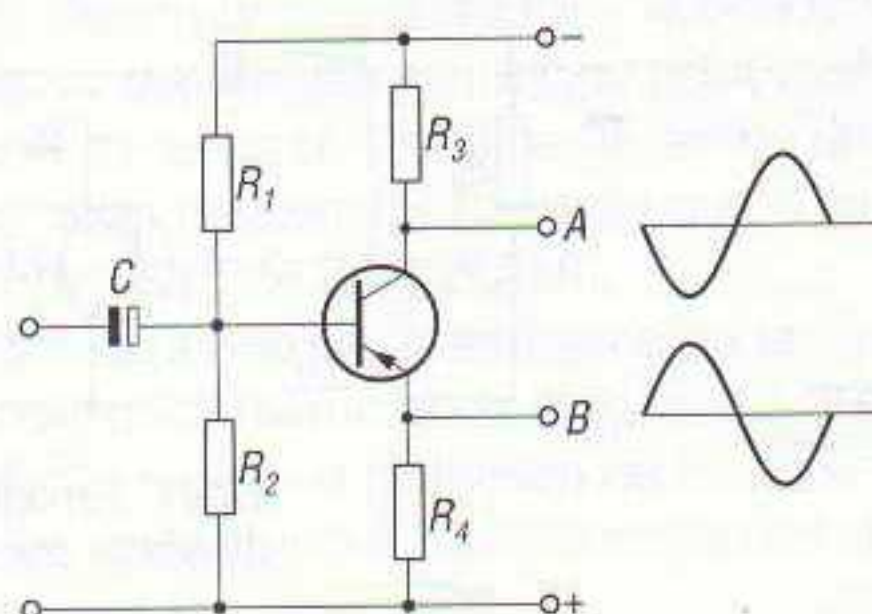
Para el funcionamiento de una etapa final de potencia en contrafase se precisan dos señales de audio desfasadas 180° , las cuales atacan las bases de dos transistores de potencia, uno de los cuales amplificará los semiciclos positivos de una de las señales de audio, y el otro los semiciclos negativos de la otra señal.

Para conseguir estas dos señales de audio desfasadas 180° se utilizan *inversores de fase*, por lo que serán éstos los primeros que se estudien en las líneas que siguen.

Inversores de fase transistorizados

En la figura 13.24 se ha dibujado el esquema de un inversor de fase transistorizado que utiliza un solo transistor. Su principio de funcionamiento se basa en el hecho de que las señales de audio presentes en el colector y en el emisor son de polaridad o fase opuestas.

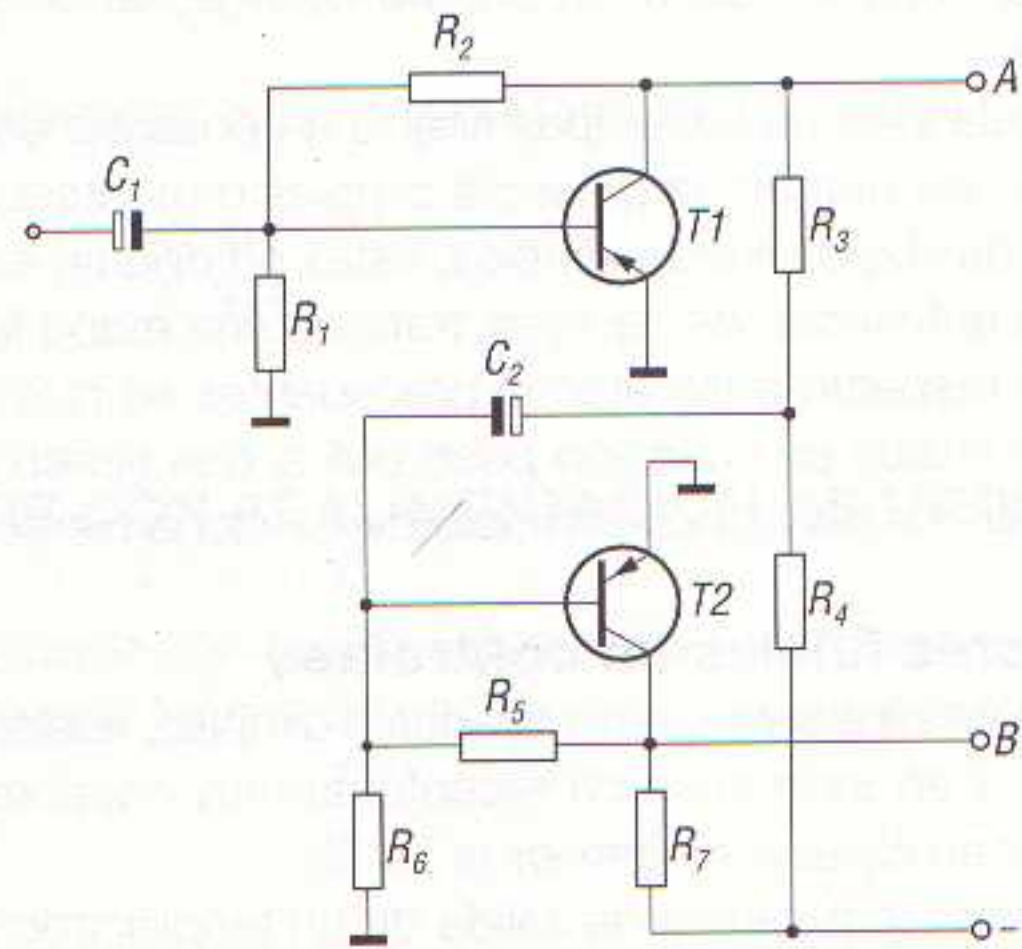
Las resistencias R_3 y R_4 han de ser iguales para que exista la misma carga en ambos circuitos y, por consiguiente, en los puntos A y B se dispone de dos corrientes en contrafase equilibradas que se aplican a cada una de las bases de los transistores de la etapa final en contrafase.



13.24 Inversor de fase transistorizado, utilizando un solo transistor.

Aunque teóricamente R_3 y R_4 han de ser iguales, en la práctica debe existir alguna diferencia, ya que por R_4 circula la corriente de colector más la corriente de base.

El circuito de la figura 13.25 es un inversor de fase con dos transistores.



13.25 Inversor de fase transistorizado, utilizando dos transistores.

La señal de audio se aplica sólo a la base del transistor $T1$ a través del condensador electro-lítico C_1 .

La resistencia de carga del colector está formada por dos resistencias (R_3 y R_4), de cuyo punto de unión se extrae parte de la señal que circula por ellas, para ser amplificada por el transistor $T2$. Para ello, ésta se envía a la base de $T2$ a través del condensador C_2 , el cual evita a su vez el paso de la componente continua hacia la base de $T2$.

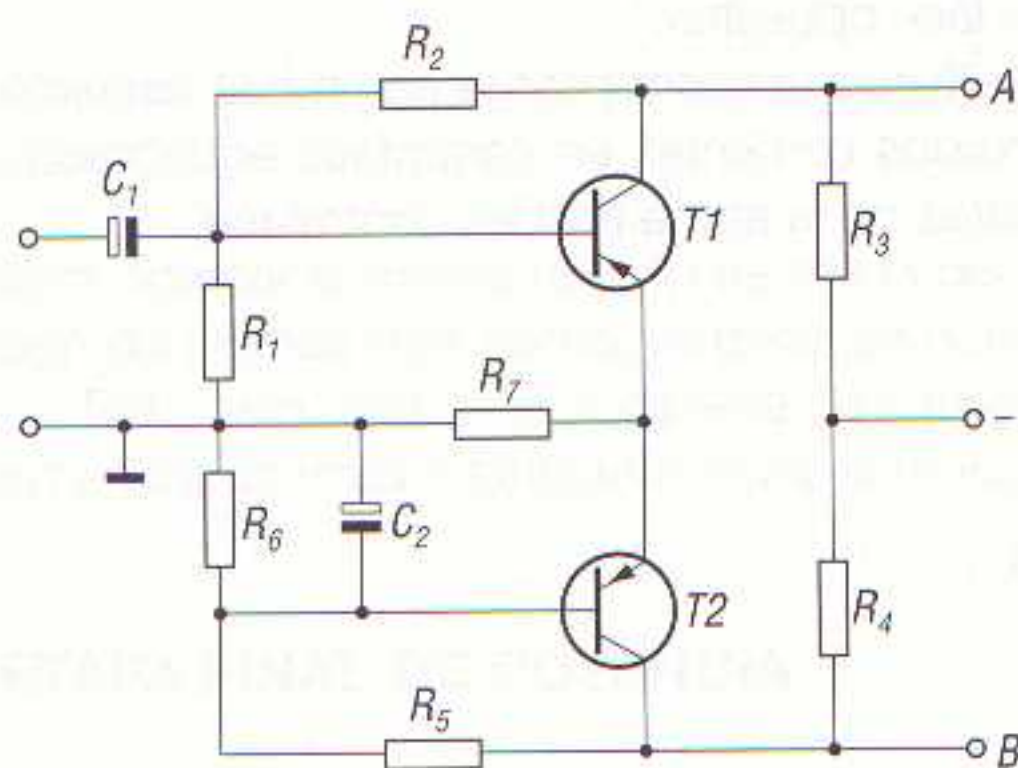
Una vez amplificada la señal por $T2$, éste invierte la fase, ya que trabaja en montaje emisor común. La señal en colector de $T2$ (punto B) tiene así la misma amplitud que la señal en colector de $T1$ pero desfasada 180° .

Las resistencias R_1 y R_2 forman el divisor de tensión para la polarización de la base de $T1$, y las resistencias R_5 y R_6 forman el divisor de tensión para polarizar la base $T2$.

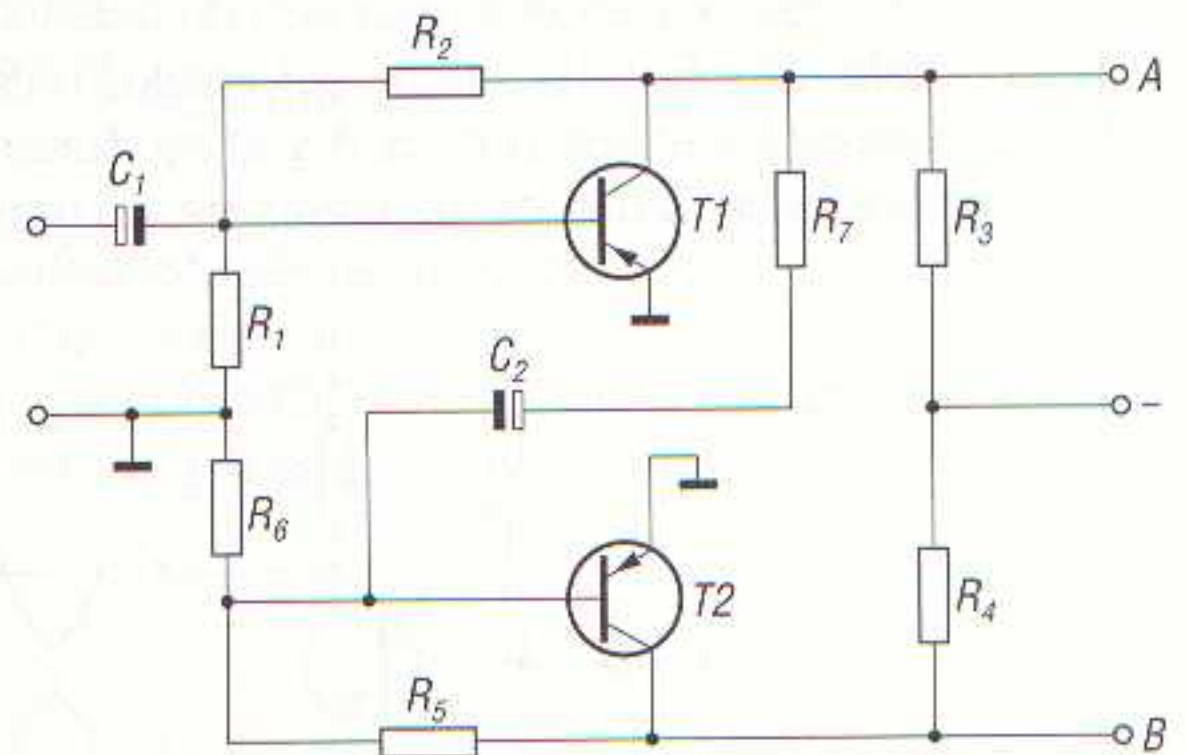
La resistencia R_7 es la carga del transistor $T2$.

En las figuras 13.26 y 13.27 se muestran otros dos circuitos inversores de fase transistorizados.

En el circuito de la figura 13.26 la señal de audio se aplica sólo a la base de $T1$. Como por el circuito de emisor circulan las mismas variaciones de corriente que por el colector, en la resistencia R_7 se obtienen unas variaciones de intensidad en concordancia con las de la señal de entrada.



13.26 Inversor de fase transistorizado, utilizando dos transistores, similar al de la figura 13.25.



13.27 Variante de inversor de fase diseñado con dos transistores.

Como los terminales de R_7 están conectados entre base y emisor de T_2 (a través de C_2), dicha señal queda aplicada a la base de este transistor. En el circuito de colector de T_2 se obtiene, pues, una señal de igual amplitud que la obtenida en el circuito de T_1 pero desfasada 180° , y que puede aplicarse a la correspondiente etapa final en contrafase.

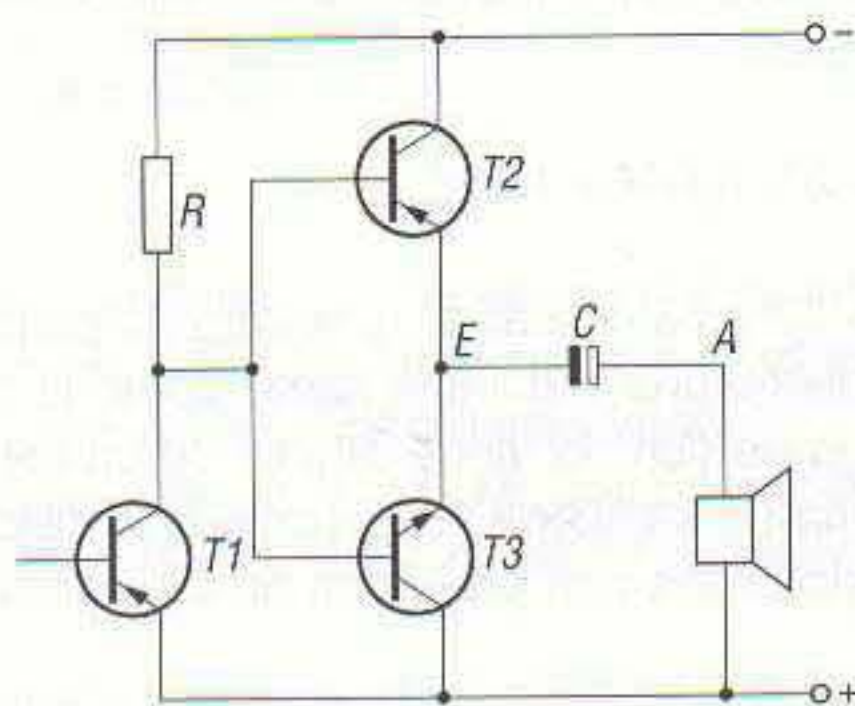
El circuito inversor de fase de la figura 13.27 está basado en los mismos principios de funcionamiento que los anteriormente descritos, ya que parte de la señal de salida de T_1 se aplica a la base de T_2 , a través del condensador C_2 , para ser amplificada e invertirla en fase.

AMPLIFICADOR FINAL EN CONTRAFASE CON TRANSISTORES COMPLEMENTARIOS

En la figura 13.28 se ha dibujado el esquema de un amplificador final con transistores complementarios, es decir, con un transistor PNP y otro NPN de características idénticas.

El transistor T_1 trabaja en clase A y R constituye su carga.

La señal de audio presente en colector de T_1 se aplica directamente a las bases de T_2 y T_3 .



13.28 Amplificador final en contrafase con transistores complementarios.

Si la impedancia de entrada en continua de T_2 y T_3 es elevada, toda la c.c. de colector de T_1 pasa por R ; por tanto, la tensión en las bases de T_2 y T_3 está determinada, en reposo, por la resistencia R y la corriente de colector de T_1 .

En ausencia de señal, la tensión en el punto E tiene el mismo valor que la tensión de base, es decir, $V_E = V_B$, y los transistores T_2 y T_3 permanecen bloqueados.

Al aplicar una señal de audio a la base de T_1 , éste la amplifica y la aplica a las bases de T_2 y T_3 .

Durante los semiciclos positivos el transistor T_3 conduce, lo cual hace que el punto A se haga más positivo que el positivo de la fuente de alimentación. Durante estos semiciclos el condensador C suministra toda la energía. La corriente que circula por el altavoz, por el condensador C y por el transistor T_3 es, en realidad, una corriente de descarga de C ; la fuente de alimentación no interviene en este caso.

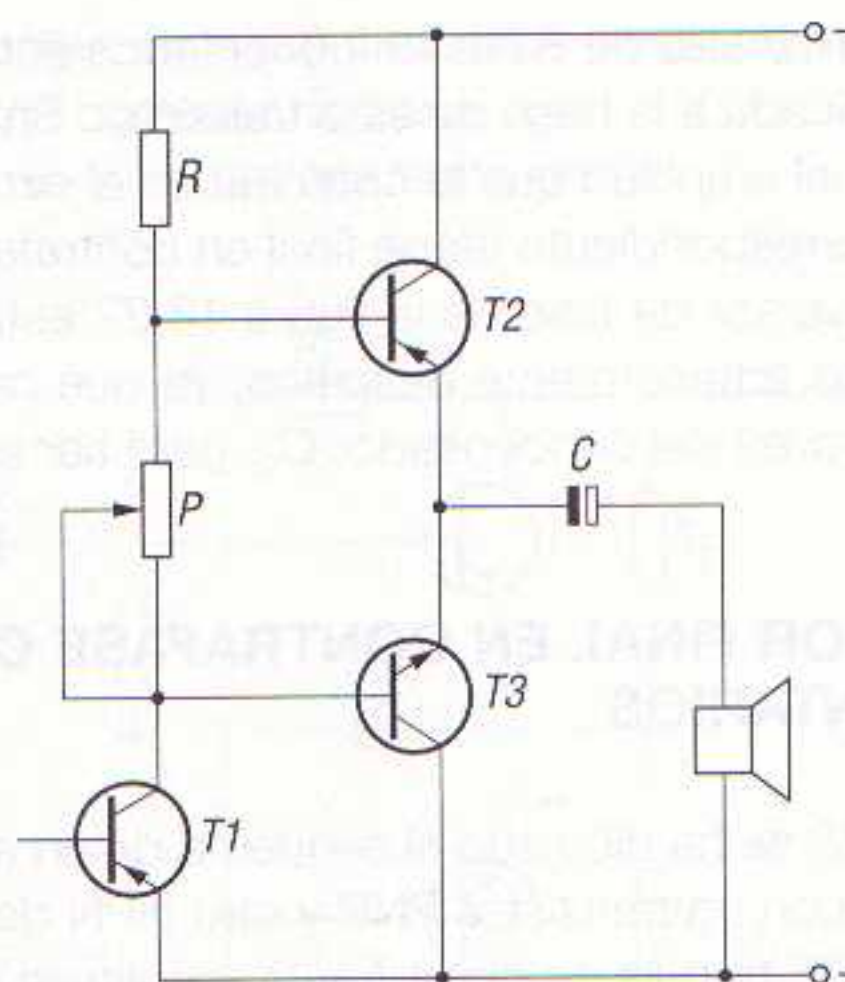
Por el contrario, durante los semiciclos negativos es el transistor T_2 el que se hace conductor, y la corriente, procedente de la fuente de alimentación, circula por el altavoz, por el condensador C y por el transistor T_2 . Durante estos semiciclos el condensador C se carga y recibe toda la energía que deberá suministrar durante los semiciclos positivos.

El condensador C de la figura 13.28 ha de ser de un valor relativamente elevado, ya que ha de dejar pasar las más bajas frecuencias de audio que el circuito ha de amplificar, por lo que su capacidad será un valor limitativo de la respuesta.

En la figura 13.29 se puede ver el esquema de un amplificador con transistores complementarios trabajando en clase AB (como el de la figura 13.28), pero en el cual se ha añadido un potenciómetro P que permite regular la distorsión de cruce al mínimo.

Efectivamente, los transistores T_2 y T_3 trabajan en clase AB, por lo que sus bases se polarizan a través de la resistencia R .

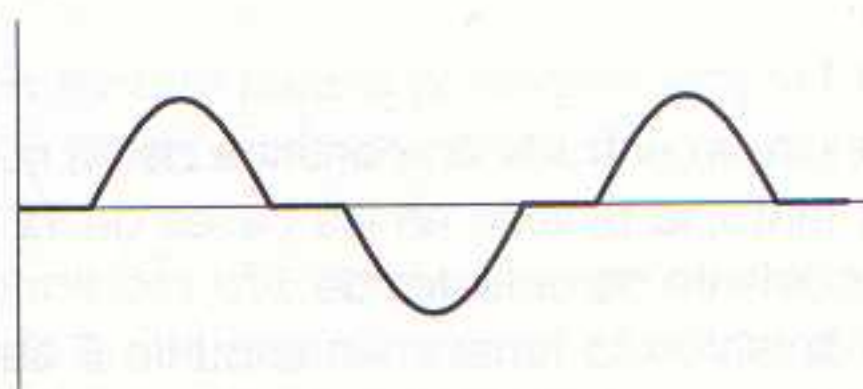
13.29 Circuito final con transistores complementarios y un potenciómetro P para regular la distorsión de cruce al mínimo.



Para que el trabajo sea correcto es preciso que la tensión en R sea el doble de la tensión base-emisor correspondiente al punto de trabajo AB , que en los transistores de silicio es de unos $0,6\text{ V}$. Así pues, la tensión en bornes de R ha de ser de:

$$V_R = 2 V_{BE} = 2 \times 0,6\text{ V} = 1,2\text{ V}$$

Si esta tensión no es la citada, los transistores $T2$ y $T3$ no pasan al estado de conducción a partir del punto AB , sino después, con lo cual se obtiene una señal a la salida como la que se muestra en la figura 13.30, en la cual existe un intervalo de tiempo, entre el final de un semiciclo y el comienzo del siguiente, en el que la corriente de salida es nula. Existe, pues, una distorsión debida a una falsa coincidencia de los finales de unos semiciclos con los inicios de los siguientes (distorsión de cruce).



13.30 Distorsión de cruce.

Añadiendo el potenciómetro P se regula el punto de inicio de conducción de los transistores y se consigue una señal de salida sin distorsión de cruce.

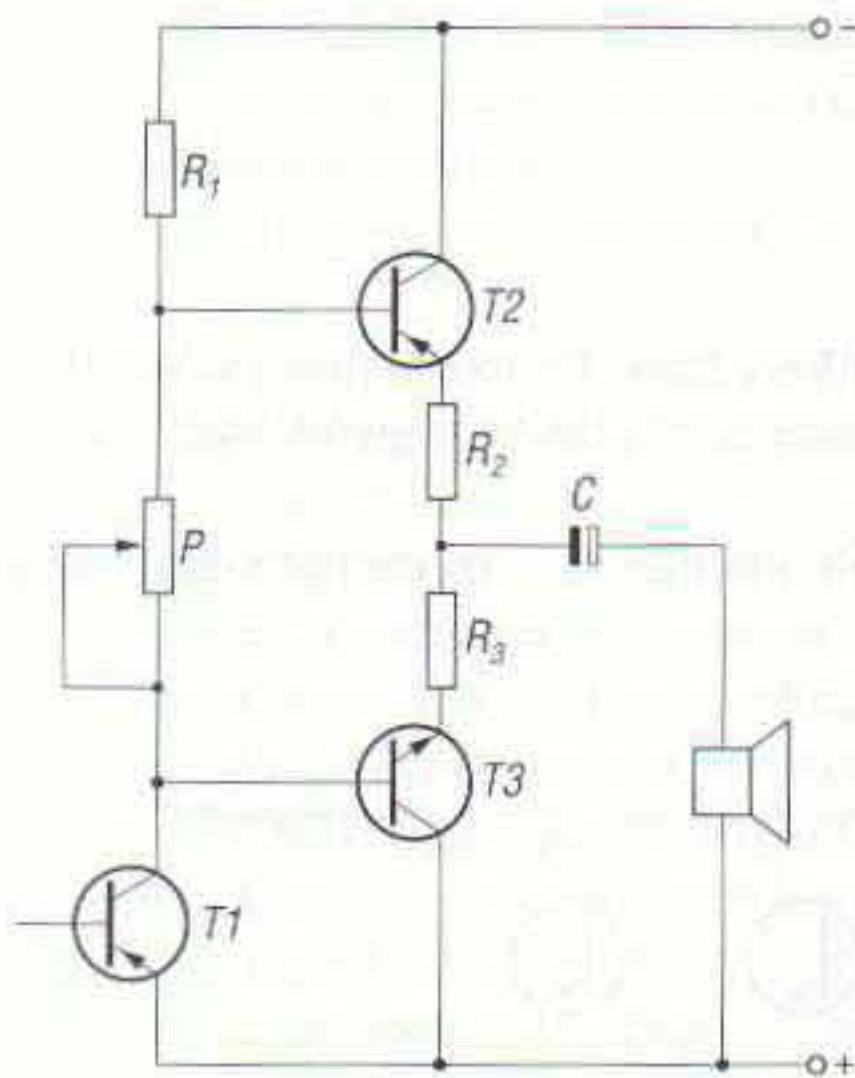
Otra mejora consiste en intercalar entre los emisores sendas resistencias R_2 y R_3 , de bajo valor (figura 13.31), las cuales evitan el «embalamiento» de los transistores cuando suministran la potencia máxima.

Lógicamente, la adición de estas resistencias reduce el rendimiento del amplificador, puesto que en ellas se producen pérdidas, tanto mayores cuanto mayores sean los valores óhmicos de las mismas, pero, tomando valores pequeños, dichas pérdidas de rendimiento justifican sobradamente las ventajas.

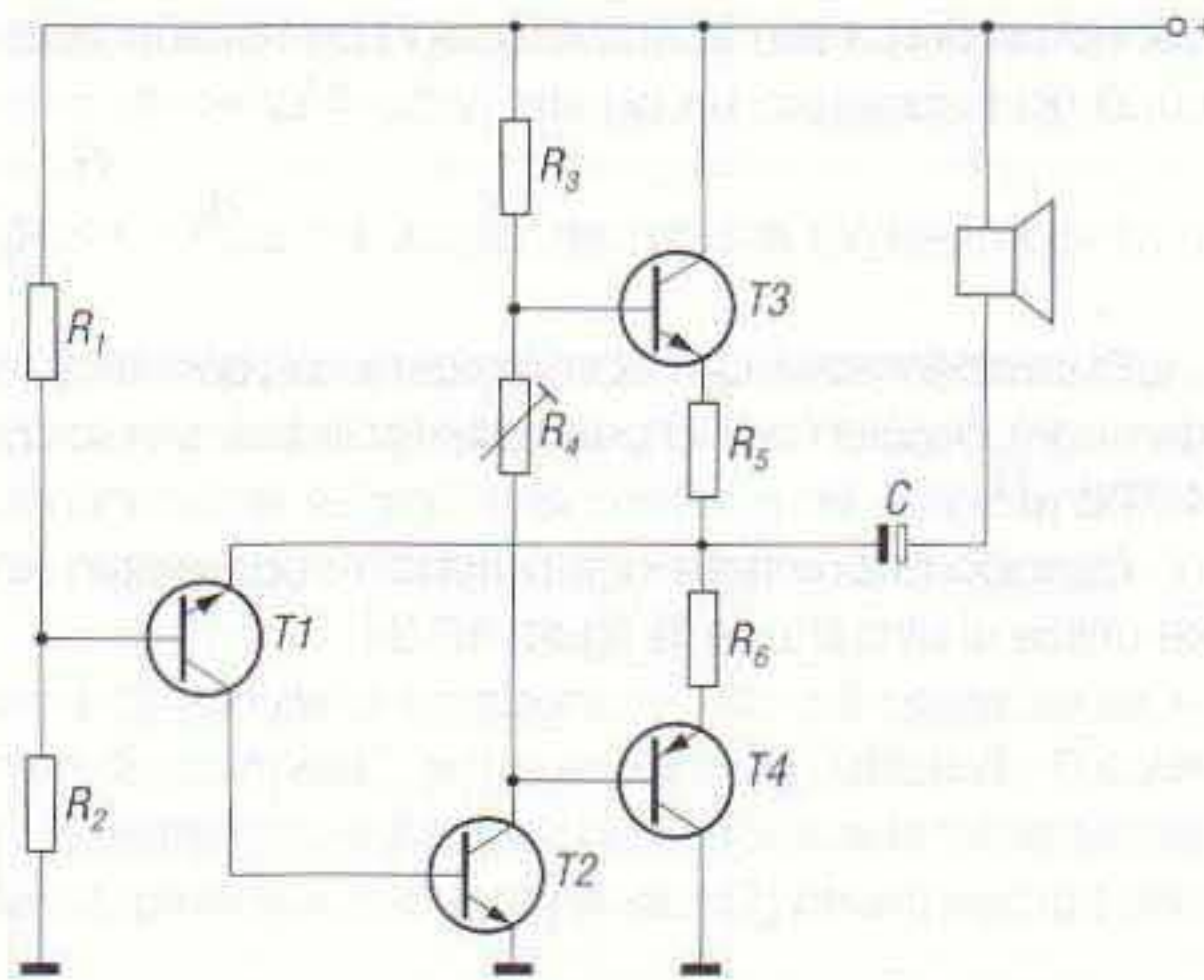
El esquema de la figura 13.32 corresponde a un circuito como el de la 13.31, pero al que se ha añadido un transistor $T1$ para la estabilización de la temperatura. En este circuito R_1 y R_2 forman un divisor de tensión, el cual proporciona una tensión a la base de $T1$ de valor igual a la tensión en bornes de R_2 , es decir:

$$V_{R2} = \frac{V_{CC} R_2}{R_1 + R_2}$$

donde V_{CC} es la tensión de la fuente de alimentación.



13.31 La adición de las resistencias R_2 y R_3 , de bajo valor, evitan el «embalamiento» del amplificador.



13.32 Amplificador final con transistores complementarios y estabilización de temperatura mediante el transistor $T1$.

Efectivamente, la corriente que circula por la base de $T1$ es muy pequeña en comparación con la que circula por R_1 y R_2 , por lo que puede despreciarse y aplicar la fórmula del divisor de tensión sin tener en cuenta la influencia del transistor.

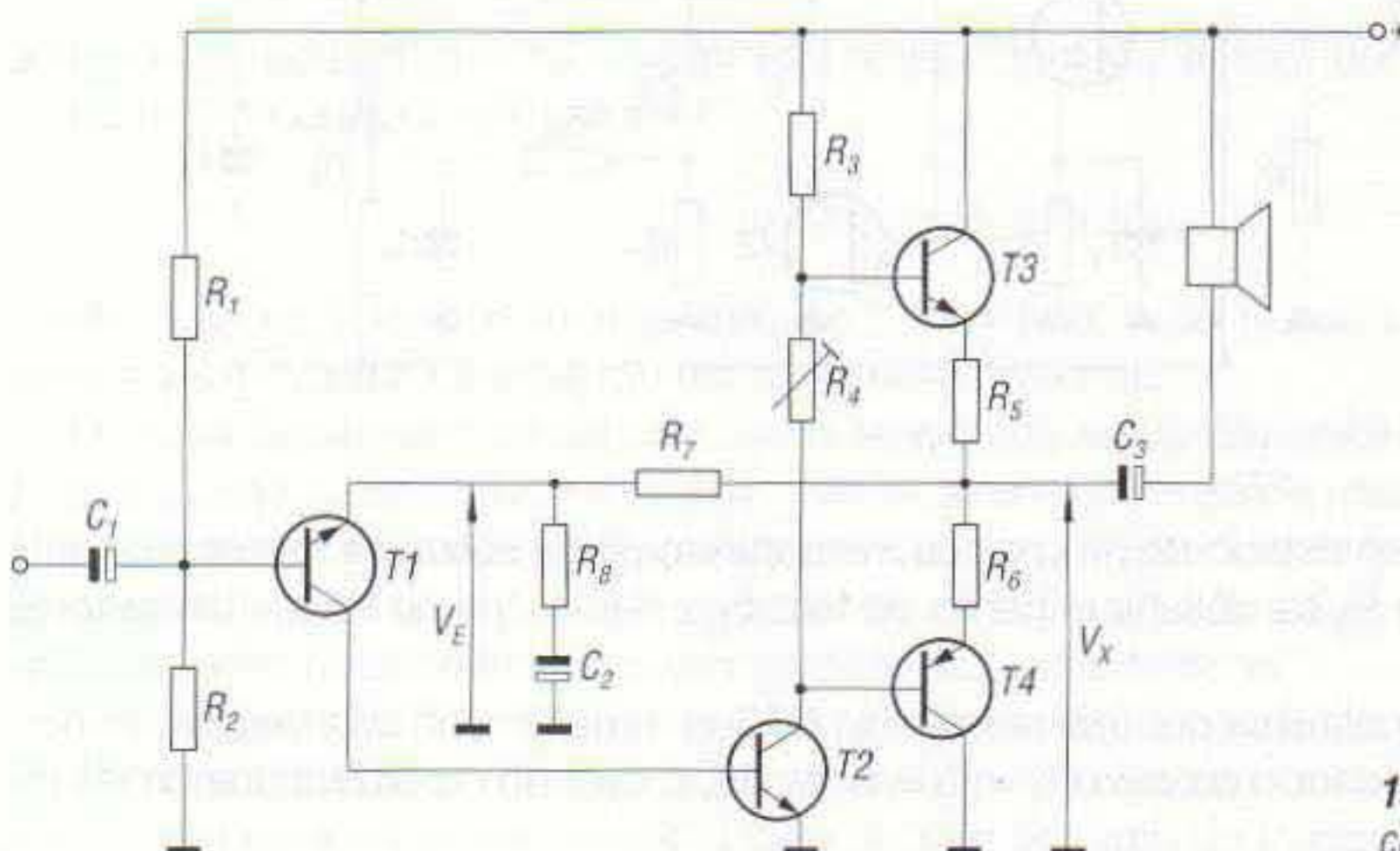
En el punto de unión de R_5 con R_6 , unido a su vez con el emisor de $T1$, la tensión es, pues, igual a la suma de la tensión V_{R2} más V_{BE} de $T1$, puesto que el circuito base-emisor de $T1$ está en serie con R_2 .

Como la tensión V_{R2} depende únicamente de los valores dados a R_1 y R_2 , es decir, es independiente de los transistores, la tensión en el punto de unión de R_5 con R_6 es igualmente independiente de los transistores, por lo que el circuito resulta extremadamente estable en temperatura.

El circuito de la figura 13.32 no proporciona, sin embargo, ganancia de tensión.

Para solucionar este inconveniente se añaden las resistencias R_7 y R_8 (figura 13.33), las cuales constituyen a su vez un divisor de tensión. En este caso se tiene una tensión entre emisor de $T1$ y masa, es decir, entre bornes del conjunto formado por R_8 y C_2 , de:

$$V_E = \frac{V_x R_8}{R_7 + R_8}$$



13.33 Etapa final en clase AB con transistores complementarios.

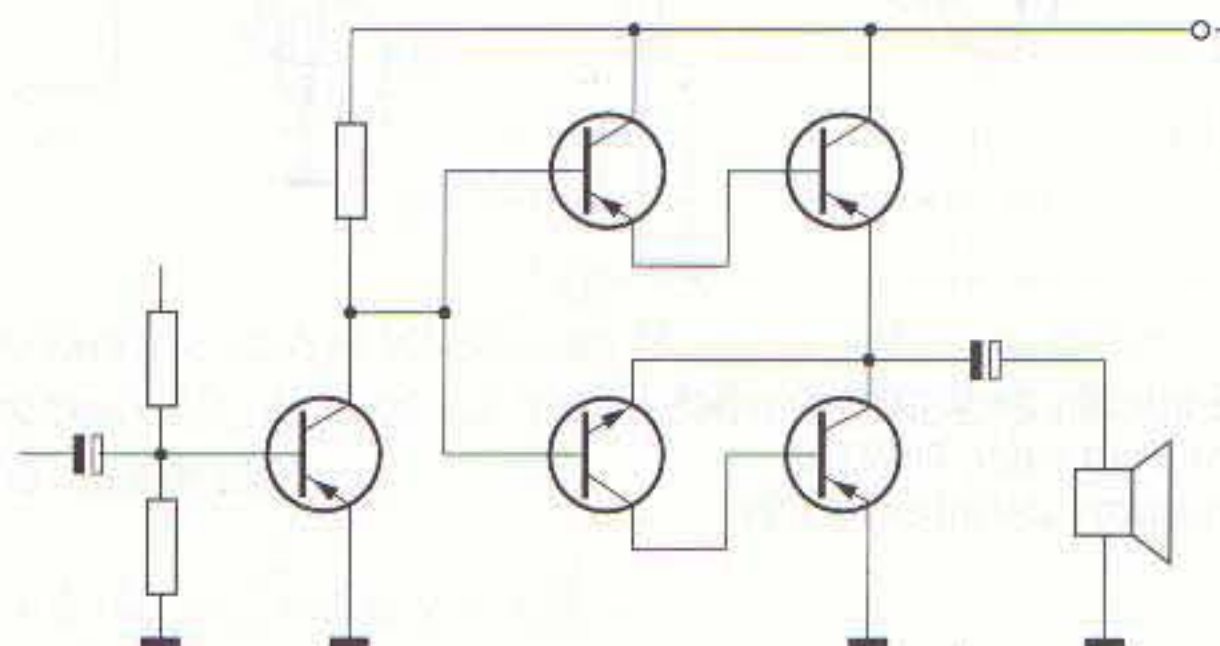
siendo en este caso la amplificación de tensión igual a:

$$A_V = \frac{R_7 + R_8}{R_8}$$

El condensador C_2 debe ofrecer una reactancia capacitiva muy baja, de forma que las señales de audio circulen por él con toda facilidad, por lo que su capacidad ha de ser muy elevada (unos $4.700 \mu\text{F}$).

Cuando la corriente o la potencia sobrepasan los límites de los transistores complementarios, se utiliza el circuito de la figura 13.34.

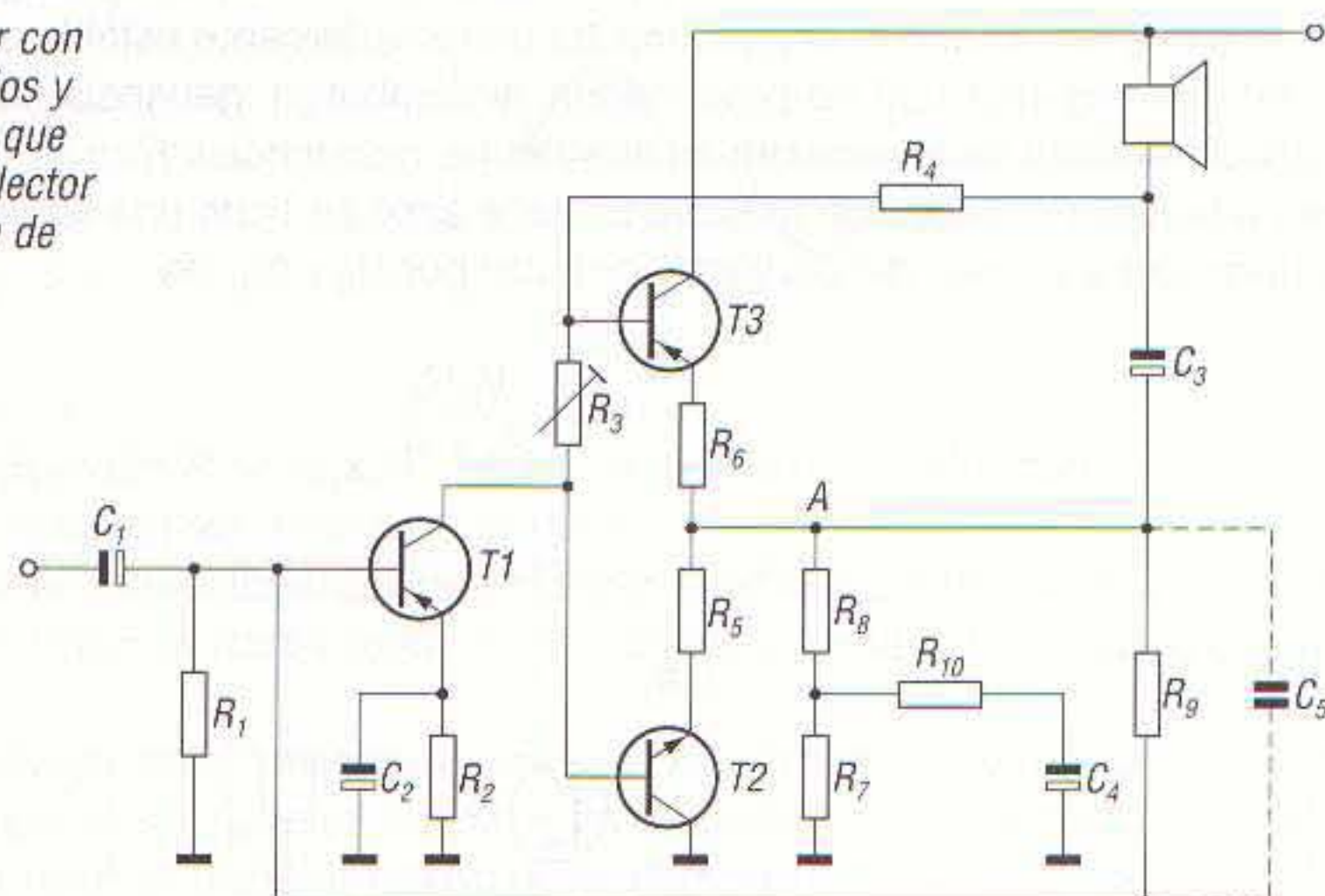
13.34 La adición de un par de transistores de mayor potencia a los circuitos de las figuras anteriores permite aumentar la corriente o la potencia de salida.



En este circuito se amplifica la corriente suministrada por los transistores complementarios mediante un par de transistores de mayor potencia.

En la figura 13.35 se ha dibujado el esquema de un circuito amplificador cuyos transistores de salida T_2 y T_3 son complementarios.

13.35 Circuito amplificador con transistores complementarios y realimentación en continua que estabiliza la corriente de colector del transistor T_1 en función de la temperatura.



La corriente de colector (en estado de reposo) de los transistores de salida se regula mediante R_3 ; es decir, con el ajuste de R_3 se obtiene el punto de funcionamiento óptimo de los transistores en clase AB.

La resistencia R_3 puede sustituirse por una resistencia NTC en paralelo con una resistencia normal. Esto es aconsejable sobre todo cuando $R_5 = R_8 = 0$, es decir, cuando no se dispone de las resistencias R_5 y R_8 .

El condensador C_5 , dibujado mediante línea de trazos en la figura 13.35, debe emplearse solamente cuando se desea limitar la banda de paso del amplificador, siendo su capacidad de unos cientos de picofaradios.

La polarización de la base de $T1$ se obtiene por medio del divisor de tensión formado por R_1 y $R_7 + R_8$.

Como se puede observar, $R_7 + R_8$ no se conecta al polo negativo de la fuente de alimentación, sino al punto A , el cual está prácticamente al mismo potencial que el colector de $T1$. Mediante esta disposición se obtiene una realimentación en continua que estabiliza la corriente de colector de $T1$ en función de la temperatura, y hace que dicha corriente sea más independiente de la dispersión de las características de los transistores.

Lógicamente, también se produce una realimentación de la componente alterna presente en el punto A , por lo que se añade un condensador de desacople C_4 entre el punto de unión de R_7 con R_8 y masa. Basta con que R_7 sea de un valor suficientemente grande con relación a la impedancia de entrada de $T1$, y R_8 con relación a la del altavoz, para que el condensador C_4 no introduzca disminución alguna de señal.

Si no se dispone C_4 se produce una realimentación en alterna, lo cual mejora la calidad del amplificador, pero se reduce excesivamente la ganancia.

Una solución intermedia, y que se ha dibujado en la figura 13.35, consiste en añadir, en serie con C_4 , una resistencia R_{10} , con lo cual el desacople no es completo, mejorando así la calidad del amplificador sin perjudicar en exceso la ganancia.

Otra solución consiste en disponer una resistencia R_9 en derivación con $R_7 + R_8$ (figura 13.35), pero de un valor mayor que $R_7 + R_8$. En este caso la polarización de $T1$ viene dada por R_9 en paralelo con $R_7 + R_8$.

La realimentación puede ser ajustada por medio del valor de R_{10} o de R_9 , pero el montaje que utiliza R_{10} presenta la ventaja de permitir la regulación de esta resistencia sin que se cambie la polarización continua de $T1$, lo que no sucede si se elige R_9 .

La introducción de C_5 , en paralelo con $R_7 + R_8$, limita el ancho de banda del amplificador; ello es debido a que C_5 produce una realimentación negativa en alterna, por lo que la ganancia disminuye en 6 dB por octava a partir de una cierta frecuencia.

La resistencia R_2 , en paralelo con C_2 , produce igualmente una realimentación en continua para obtener una estabilización en el funcionamiento de $T1$.

Efectivamente, la base de $T1$ tiene un potencial muy cercano al del positivo de la fuente de alimentación, ya que se conecta a él a través de la resistencia R_1 . Si el emisor de este transistor estuviera desacoplado con relación al negativo, todas las variaciones de la tensión de alimentación serían inyectadas entre base y emisor de $T1$. La presencia de la resistencia R_2 disminuye la potencia útil de salida.

En efecto, la tensión negativa máxima del emisor de $T3$ es:

$$V_{CC} - V_{CEK}$$

donde V_{CEK} representa la tensión mínima entre colector y emisor del transistor (tensión de codo).

La tensión positiva máxima es:

$$R_2 I_{C1} + V_{CEK1} + V_{BE2}$$

donde V_{CEK1} es la tensión mínima entre colector y emisor del transistor $T1$, y V_{BE2} la tensión base-emisor del transistor $T2$ en el momento de señal máxima.

De todo lo expuesto se deduce que la tensión de salida disponible está limitada por $V_{CEK} + V_{R2}$ y por $V_{alm} - V_{CEK}$. La tensión $V_R = R_2 I_{C1}$ limita la tensión de salida máxima.

Un valor muy pequeño de R_2 puede provocar una desviación de la corriente I_{C1} , con lo cual se desplaza la tensión en el punto A , reduciendo así la tensión de salida. Por tanto, la elección del valor de R_2 debe hacerse teniendo en cuenta todos estos factores.

Los transistores $T2$ y $T3$, que trabajan en clase AB, deben tener una ligera polarización (unos 0,6 V en los transistores de silicio). Por esta razón se dispone la resistencia R_3 , la cual es recorrida por I_{C1} . Su valor ha de ser ajustable para obtener el punto de trabajo óptimo.

Cuando la temperatura aumenta, y con el fin de mantener constante la corriente de reposo, es necesario disminuir la tensión de polarización, para lo cual es preciso que R_3 disminuya de valor.

Lógicamente, resulta ineficaz e imposible el ajuste de R_3 durante el funcionamiento, por lo que este problema queda resuelto sustituyendo R_3 por una resistencia NTC en paralelo con una normal del mismo valor (aproximadamente), con lo cual se regulariza automáticamente la tensión de polarización ante cualquier cambio de temperatura.

La carga en continua de $T1$ está formada por las resistencias $R_3 + R_4$, siendo R_3 de valor más pequeño que R_4 . Esta carga está conectada al negativo de la fuente de alimentación a través del altavoz, cuya resistencia en continua es despreciable frente a R_4 y, por tanto, no afecta al funcionamiento de $T1$.

En alterna este sistema evita una pérdida importante de la señal, ya que reduce en gran medida la tensión alterna en R_4 .

Las resistencias R_5 y R_6 tienen por finalidad estabilizar la corriente de reposo de $T2$ y $T3$. Efectivamente, las resistencias R_5 y R_6 , conectadas a los emisores de $T2$ y $T3$, introducen una realimentación que mejora la simetría de la señal de salida. Sin embargo, la ganancia de la etapa disminuye y, a igualdad de potencia útil, el amplificador consume más. Por lo tanto, y con el fin de evitar esto último, es preciso que las resistencias R_5 y R_6 sean de pequeño valor con relación a la carga útil del altavoz (de 2 a 5 Ω).

Además, las resistencias R_5 y R_6 aumentan la c.a. que se pierde por R_4 , ya que la tensión en R_4 sobrepasa R_{5j} o R_{6j} (j es la corriente en $T2$ y $T3$), y porque, al disminuir la ganancia de la etapa, la corriente I_{C1} debe ser más grande y, por consiguiente, R_4 más pequeña.

El condensador C_3 , en serie con el altavoz, se carga y descarga durante cada período de la señal.

Para que C_3 deje pasar hacia el altavoz las señales de frecuencias más bajas de audio, es necesario que la tensión en él permanezca suficientemente constante, es decir, que la constante de tiempo R_1C_3 sea bastante grande (R_1 es la carga total, y su valor es igual a $R_U + R_E$, donde R_U es la carga útil del altavoz y R_E la resistencia de emisor de los transistores de salida).

Un valor práctico para la constante de tiempo R_1C_3 es de 5.000, y si se trata de un amplificador para alta fidelidad dicho valor se duplica.

RADIADORES DE CALOR PARA TRANSISTORES DE POTENCIA

Cuanto mayor sea el calor desarrollado por un transistor, más voluminosos deberán ser los dispositivos de refrigeración utilizados. La principal característica que limita las posibilidades de un transistor de potencia es la temperatura de la unión, la cual no debe sobrepasar los 200 °C en los transistores de silicio.

Al montar un radiador de calor, debe tenerse muy presente que un falso montaje del transistor sobre el radiador puede ser posteriormente la causa de un fallo prematuro del transistor, sobre todo si funciona durante muchas horas a elevadas temperaturas de la unión o en condiciones de trabajo en las que sobrepasa la máxima temperatura admisible por la unión.

Así pues, es imprescindible montar correctamente el transistor en el radiador. Sólo así se consigue que la disipación de la temperatura sea eficaz y, con ello, un mejor rendimiento y duración del transistor.

Existen dos métodos en el montaje de transistores de potencia sobre radiadores de calor:

- montaje con abrazadera
- montaje con tornillo

Estos dos métodos se subdividen a su vez en otros dos, según se aisle o no el radiador del paso de la electricidad.

La elección de un montaje aislado o no aislado viene frecuentemente determinado por el diseño del amplificador. A este respecto cabe decir que un montaje aislado tiene una resistencia más elevada entre la base de montaje del transistor y el radiador.

En lo que respecta a qué tipo de montaje es preferible (abrazadera o tornillo), podemos decir que ambos dan buenos resultados si se efectúan correctamente. Desde el punto de vista económico el

montaje con abrazadera es preferible, ya que reduce los costes de montaje y de servicio, por lo que suele ser preferido por los fabricantes. Existen sin embargo transistores en los que no es posible, debido al diseño de su cápsula, el montaje de abrazaderas, tal y como ocurre en los transistores con cápsula TO-3 (SOT-3), por lo que en estos casos es obligado el montaje del transistor sobre el radiador mediante tornillos.

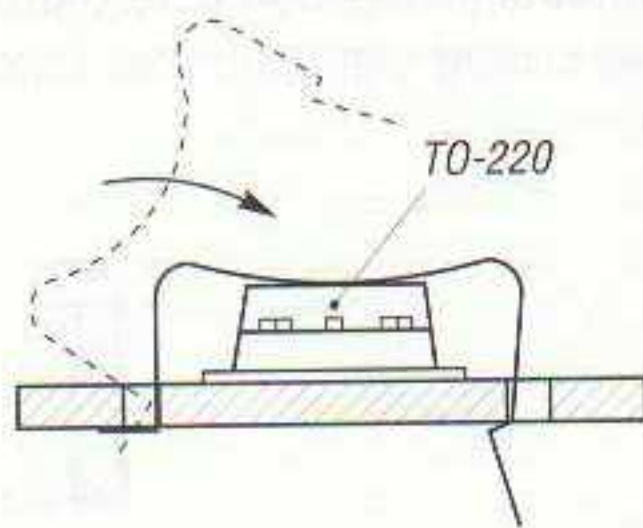
Es conveniente tener presente una reglas generales, tanto en el montaje con abrazadera como con tornillo, que pueden enumerarse así:

1. Asegurarse de que los accesorios utilizados son los correctos para la forma de montaje elegida. Debe prestarse especial atención a este punto, aunque parezca superfluo, ya que algunos accesorios son muy similares pero no se pueden intercambiar.
2. En el montaje con tornillo deben aplicarse las torsiones recomendadas por el fabricante.
3. Conectar el transistor al disipador antes de soldar los terminales.
4. Una vez montado el radiador debe evitarse efectuar cualquier fuerza sobre la cápsula y los terminales del transistor.
5. Una vez soldado el transistor, no debe modificarse la posición de éste o de sus terminales.
6. No utilizar herramientas recubiertas de plástico.
7. Bajo ningún concepto debe soldarse la cápsula metálica de un transistor a un radiador, pues ello sería causa de la avería del transistor por exceso de temperatura.

Montaje con abrazadera

Para el montaje de un radiador con abrazadera, se coloca el transistor con el aislador sobre el radiador, aplicando una sustancia aislante para radiadores a la parte de contacto de ambos (transistor y aislador). Como sustancia aislante se utilizan siliconas. Estas siliconas, en forma de pasta, se suministran en botes y tubos de diferentes tamaños.

El volumen de silicona aproximado, para una cápsula TO-3, es de unos 163 mm³.



13.36 Montaje de un transistor sobre el radiador mediante abrazadera.

A continuación, se introduce el terminal corto de la abrazadera en la ranura que con este fin lleva el radiador. Para introducir la abrazadera en la ranura del radiador se debe inclinar de 10 a 30° respecto a la vertical (figura 13.36).

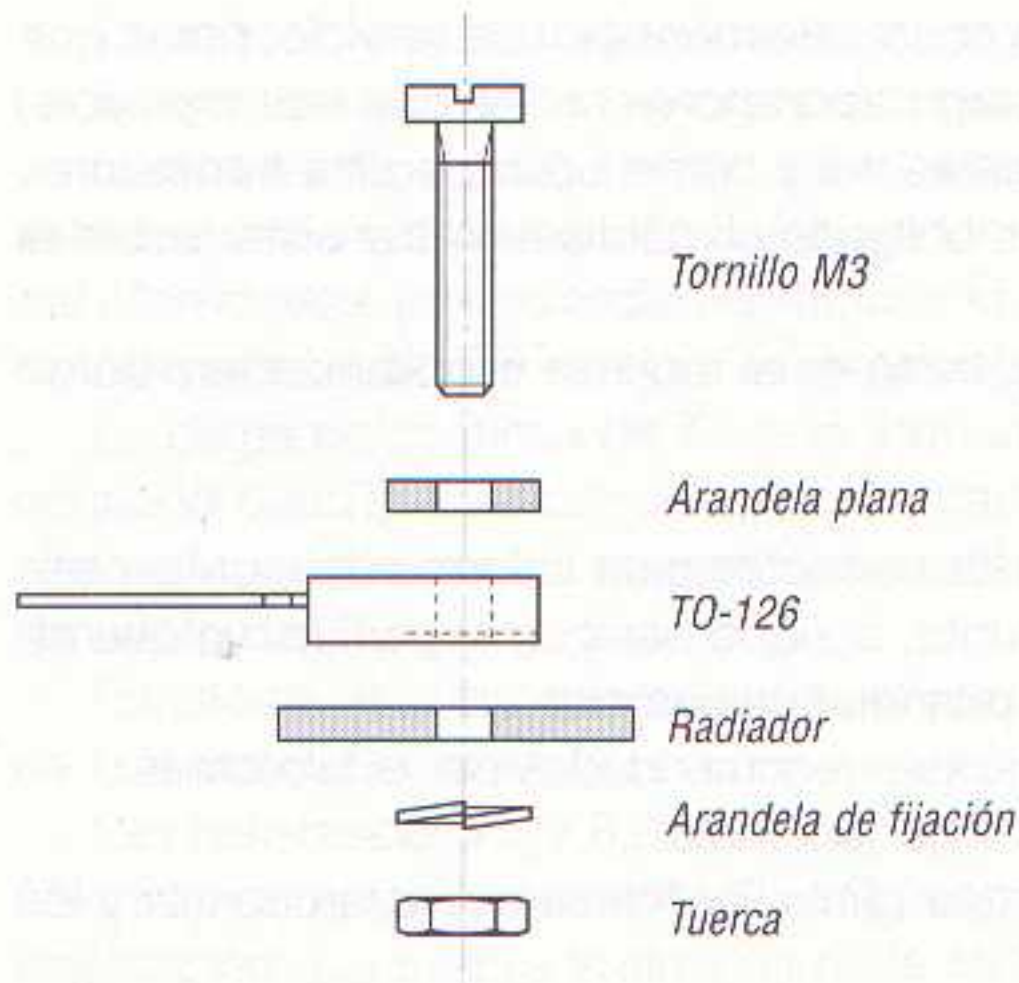
Una vez introducido el terminal corto, la abrazadera se empuja hacia abajo sobre el transistor, hasta que su terminal largo encaje en la ranura ancha del radiador.

Montaje con tornillo

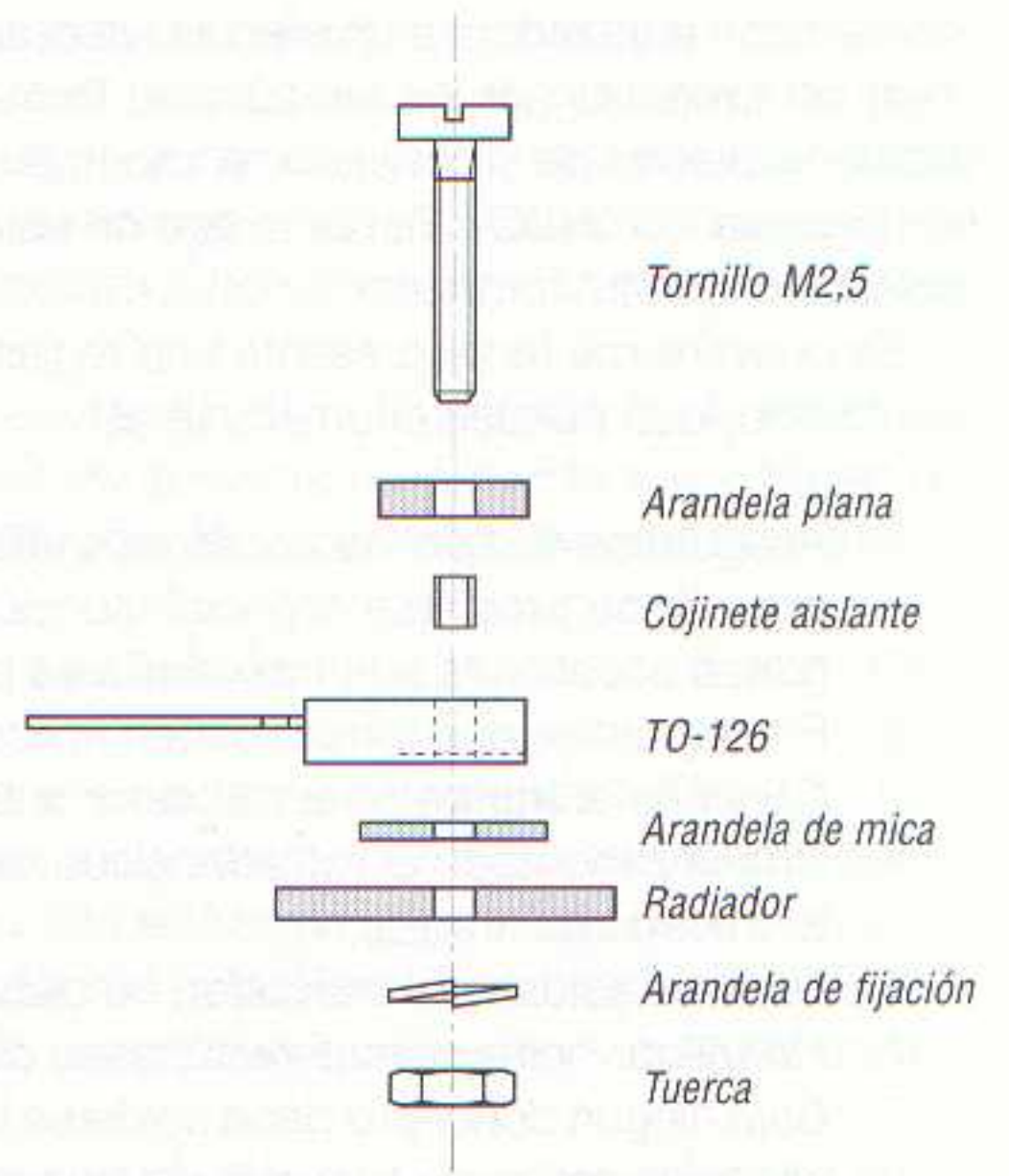
En la figura 13.37 se muestran los elementos necesarios para el montaje de radiadores mediante tornillo. Se trata de un transistor en encapsulado TO-126. El transistor está conectado directamente al radiador (mejor si se intercala silicona).

Entre la cabeza del tornillo M3 y el transistor se dispone una arandela plana, y la fijación se realiza mediante tuerca y arandela de fijación.

En algunas ocasiones se utilizan tornillos M2,5 para aislar el tornillo del transistor. De ser así, se precisa una arandela especial de metal, una arandela de mica y un cojinete aislante para el tornillo (figura 13.38).

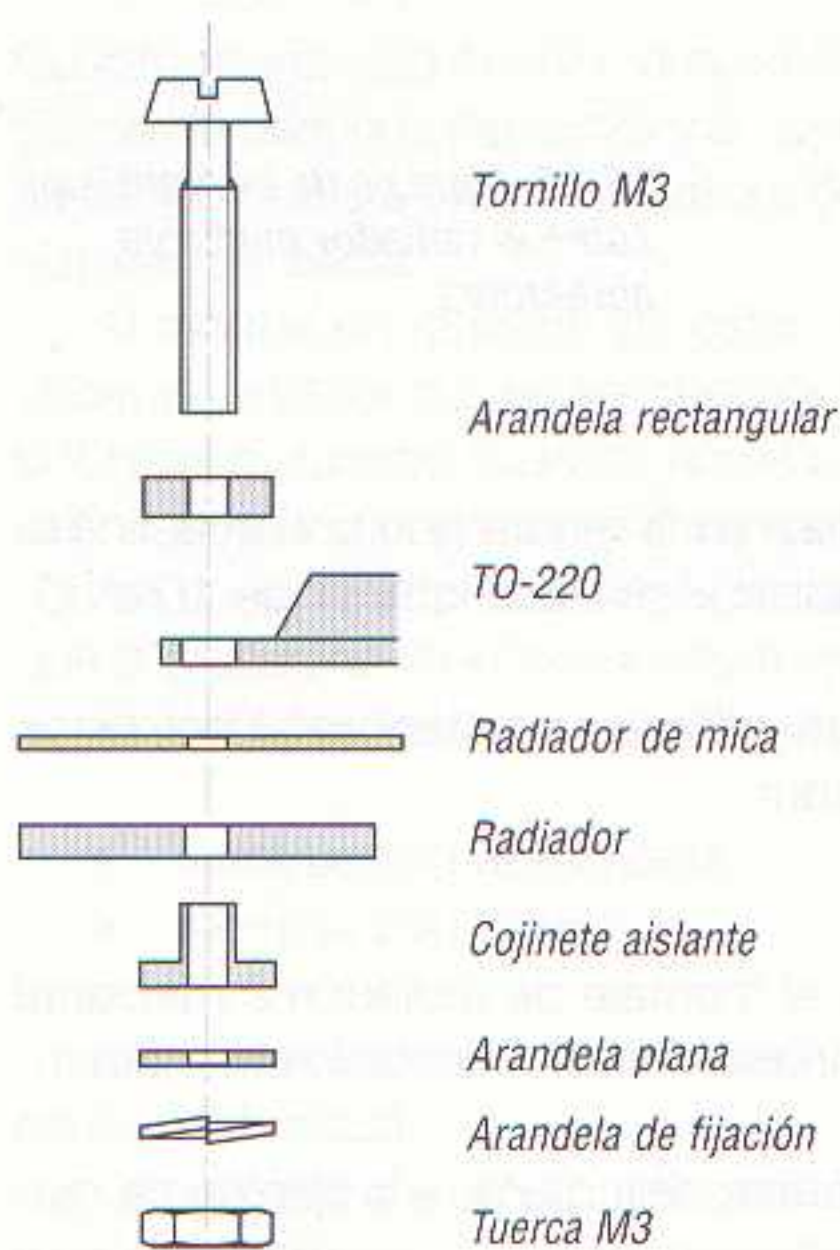


13.37 Montaje de un transistor sobre el radiador mediante tornillo.

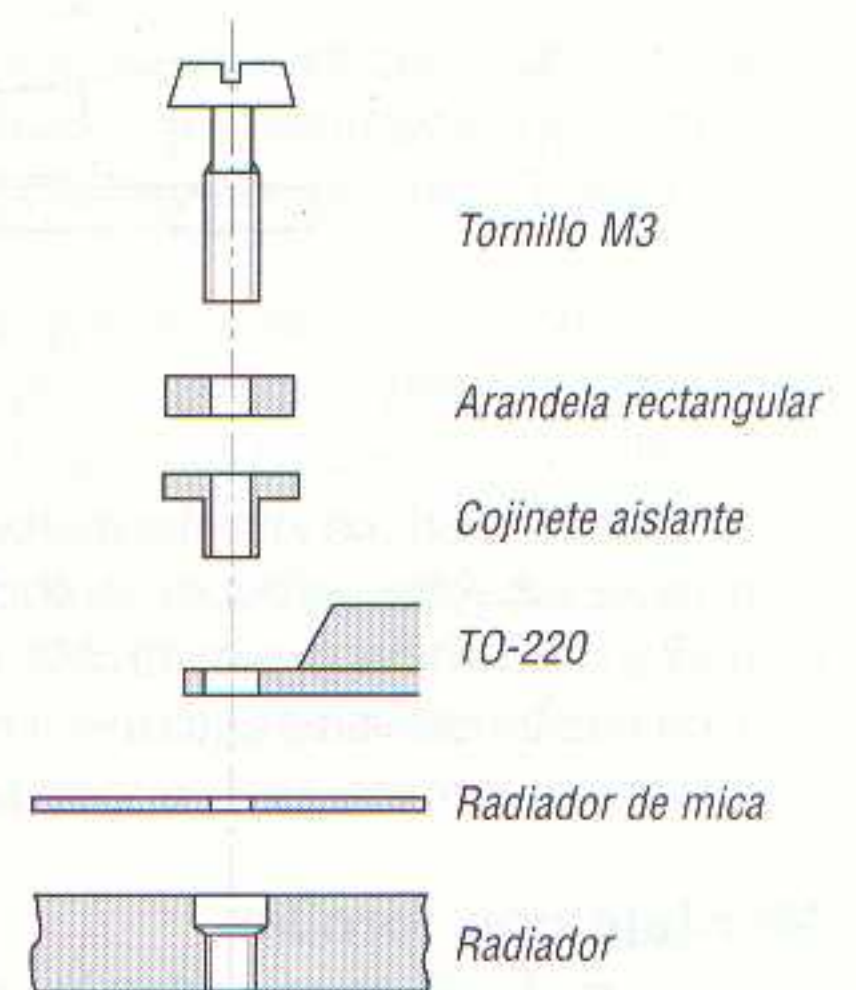


13.38 Montaje de un transistor sobre el radiador mediante tornillo aislado.

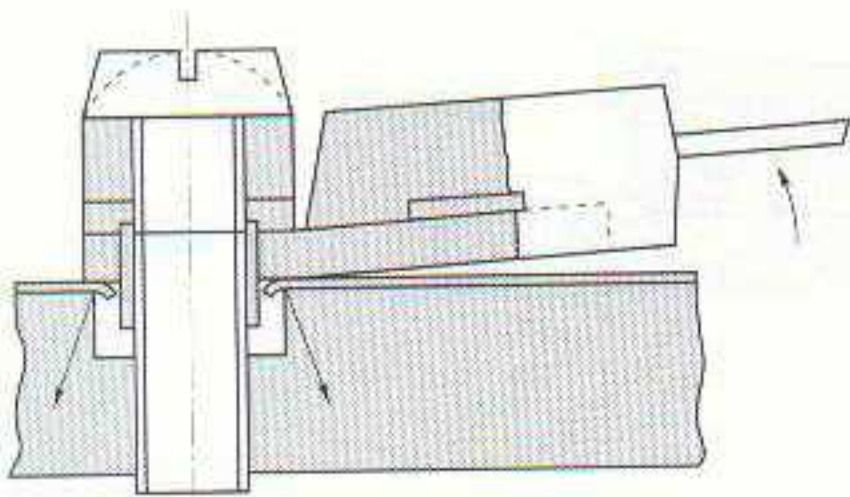
En el caso de transistores con cápsula TO-220, el sistema es muy similar (figuras 13.39 y 13.40). El montaje de la figura 13.39 recibe el nombre de *montaje inferior*, y en él se utiliza una arandela rectangular. El cojinete aislante se dispone por la parte inferior del radiador, de ahí su nombre. El montaje de la figura 13.40 se realiza introduciendo el cojinete aislante (de sección rectangular) por la parte superior del radiador, razón por la cual se conoce este montaje con el nombre de *montaje superior*.



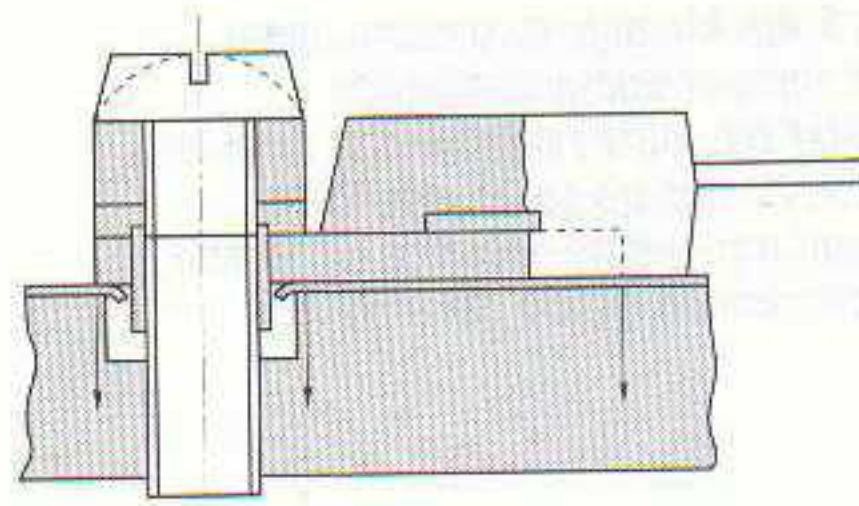
13.39 Montaje con tornillo aislado y arandela rectangular de un transistor con cápsula TO-220 (montaje inferior).



13.40 Montaje con tornillo aislado y arandela rectangular dentro del radiador (montaje superior).



13.41 Falso contacto entre transistor y radiador, debido a que el ensanchamiento del radiador es demasiado grande.



13.42 Montaje correcto mediante tornillo de un transistor con cápsula TO-220 en radiador.

En estos montajes debe tenerse presente que, si el ensanchamiento del radiador es demasiado grande, al apretar el tornillo se levanta la base de montaje del agujero (figura 13.41), con lo cual se corre el peligro de romper el transistor y, aunque esto no ocurriera, sí que se produce un falso contacto entre transistor y radiador, con lo cual no se lleva a cabo correctamente la disipación de calor y, por lo tanto, se eleva peligrosamente la temperatura de la unión del transistor. En la figura 13.42 se puede ver la forma correcta de realizar un montaje de este tipo.

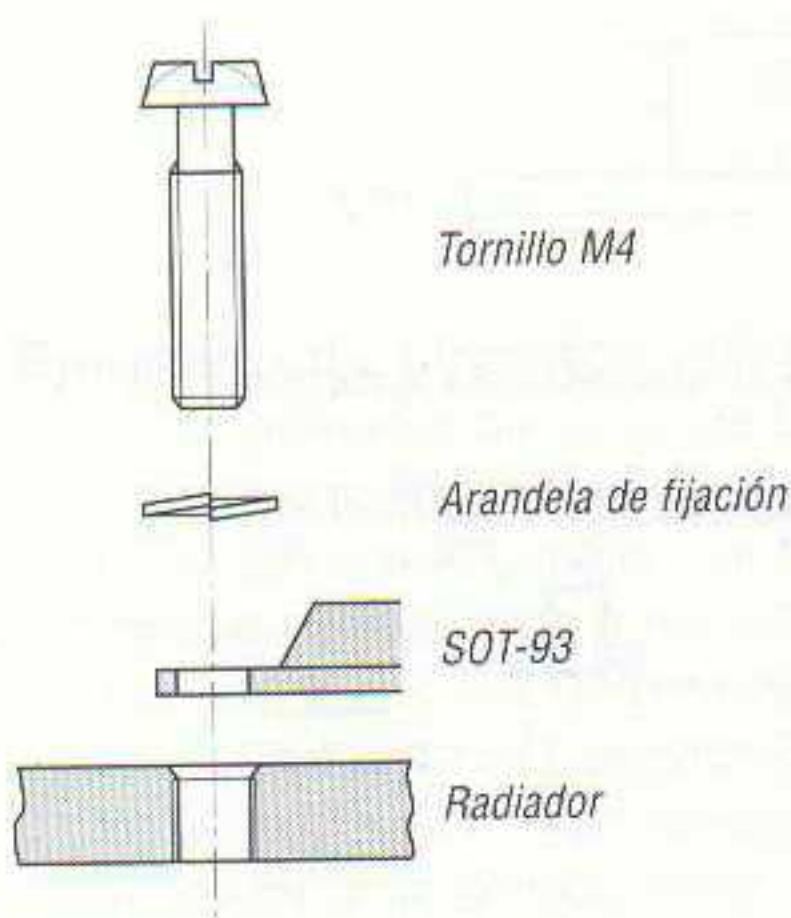
En transistores con encapsulado SOT-93 puede realizarse el montaje de cualquiera de las formas dibujadas en las figuras 13.43, 13.44 y 13.45.

El montaje de la figura 13.43 es el más simple, pues consiste en sujetar el transistor mediante un tornillo que se rosca en el propio radiador.

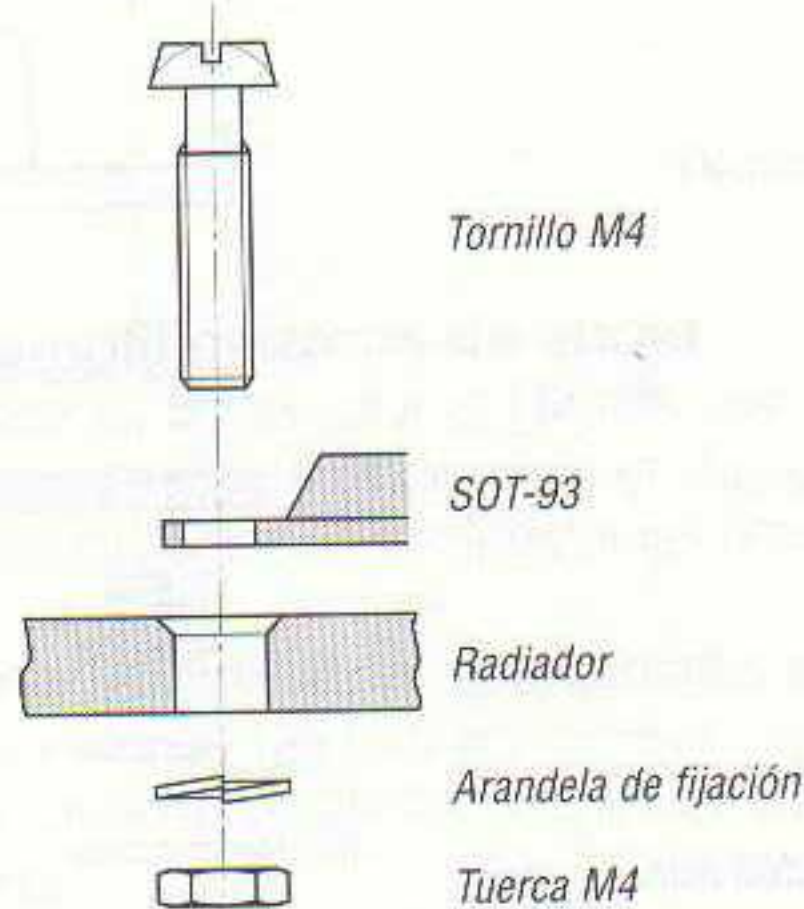
En el montaje de la figura 13.44 el tornillo atraviesa el radiador y se rosca por la parte inferior una tuerca.

Finalmente, en el montaje de la figura 13.45 se dispone un cojinete aislante del tornillo.

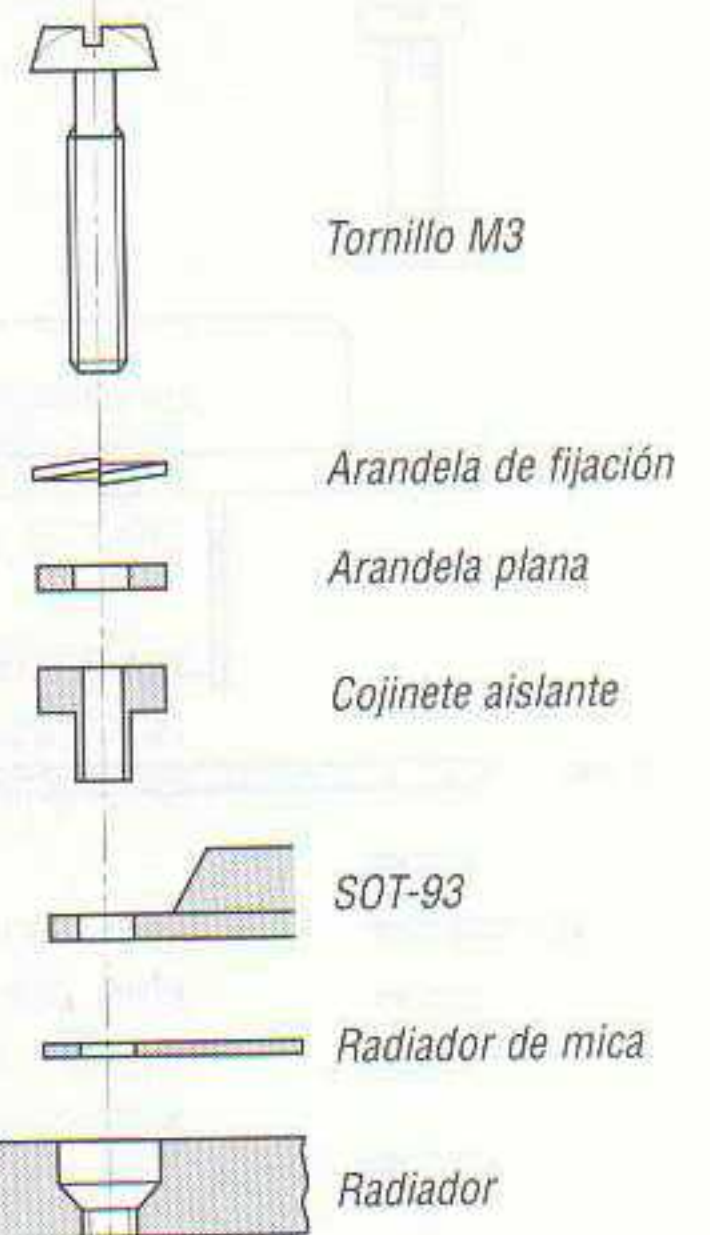
En el montaje de transistores con encapsulado SOT-93, es muy importante aplicar una capa lisa y fina de silicona a la base del montaje y presionar el tornillo lentamente, con el fin de que la silico-



13.43 Montaje con tornillo directamente roscado en el radiador.

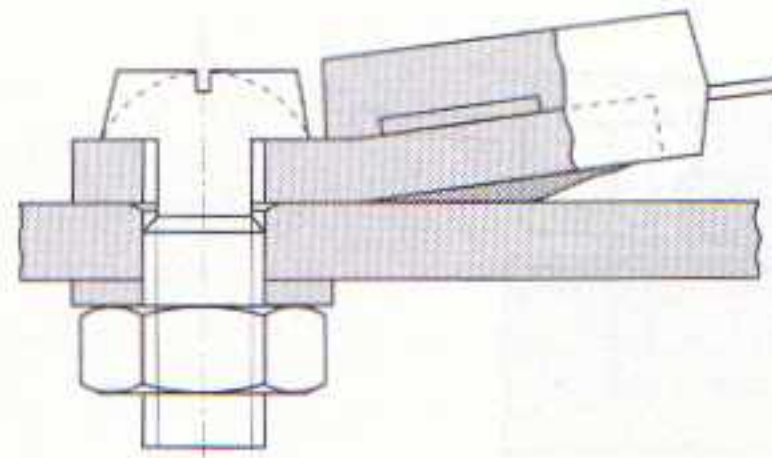


13.44 Montaje con tornillo directo a través del radiador.



13.45 Montaje con tornillo aislado roscado en el radiador.

13.46 Montaje incorrecto de un transistor con encapsulado SOT-93 sobre radiador con tornillo. La silicona no se ha extendido uniformemente debido a un apriete demasiado rápido del tornillo.



na tenga tiempo de deslizarse y no se deforme la base de montaje. En la figura 13.46 se puede ver una deformación de la base del montaje debida a las razones expuestas.

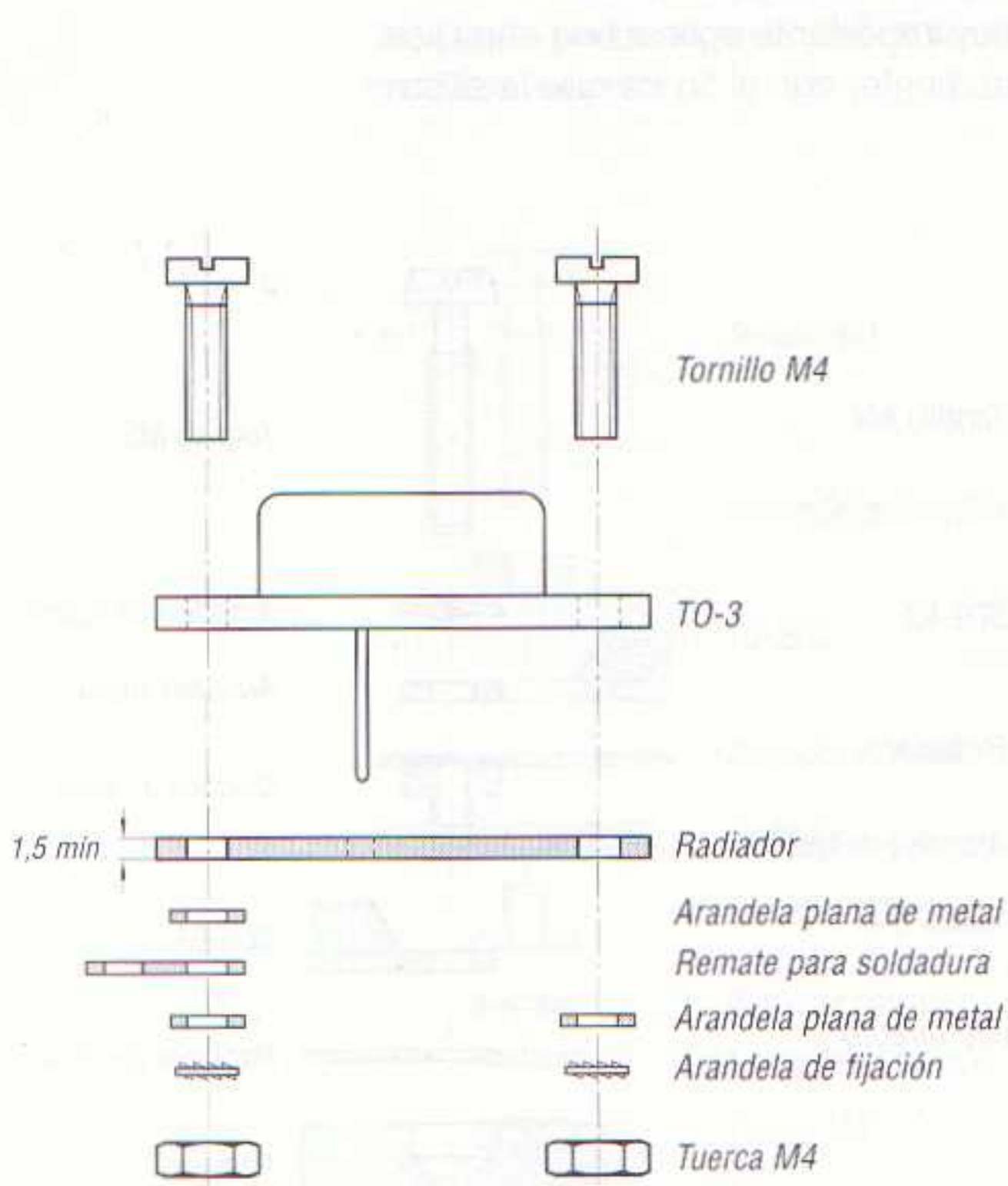
Finalmente, en las figuras 13.47 a 13.49 se pueden ver tres formas distintas de montar un radiador con tornillos en transistores con encapsulado TO-3.

AMPLIFICADORES DE AUDIO INTEGRADOS

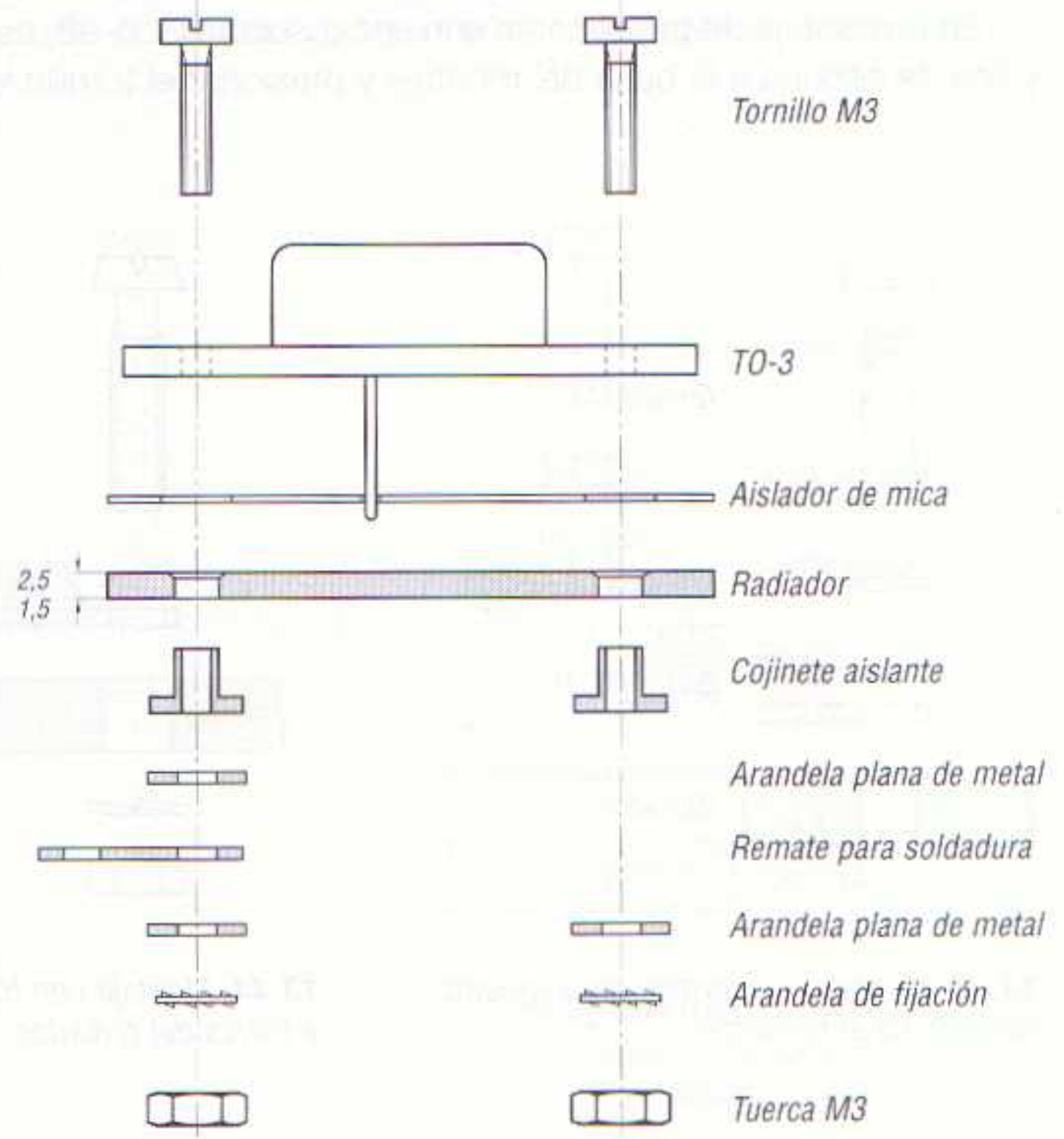
Actualmente, existe una enorme variedad de amplificadores de audio integrados en un chip, lo cual permite simplificar enormemente el diseño de esta etapa.

De estos circuitos integrados pueden obtenerse potencias de salida considerables (por encima de los 60 W en algunos de ellos), por lo que han desplazado totalmente a los transistores en el diseño de la mayor parte de los receptores de radio.

Resulta imposible describir todos estos circuitos integrados, por lo que limitaremos nuestro estudio a la exposición de algunos que hemos considerado significativos para ser utilizados en radio-receptores.

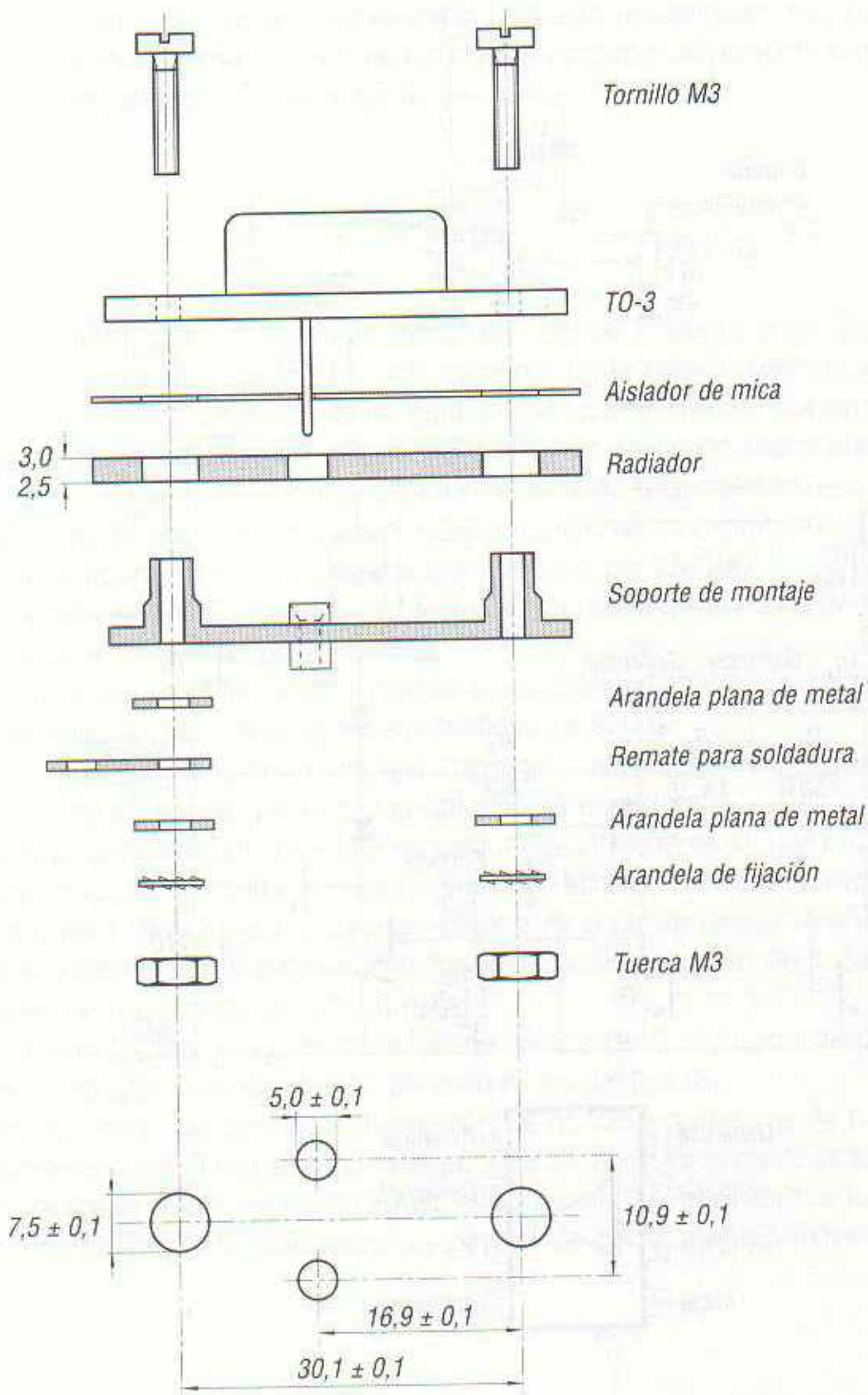


13.47 Montaje mediante tornillos directos con tuerca de un transistor con encapsulado TO-3 sobre radiador.



13.48 Montaje mediante tornillos aislados con tuerca de un transistor con encapsulado TO-3 sobre radiador.

13.49 Montaje mediante tornillos aislados con tuerca de un transistor con encapsulado TO-3 sobre radiador.



Ejemplos de circuitos integrados amplificadores de audio

Como amplificador de audio de baja potencia se puede citar el LM386, que puede proporcionar una potencia máxima de 325 mW a un altavoz de 8Ω , y se presenta en cápsula DIL de 8 patillas.

El LM386 puede trabajar con tensiones de alimentación comprendidas entre 2 y 15 V y su consumo de corriente es de 4 mA en ausencia de señal.

Trabajando con 6 V, que es una tensión muy utilizada en aparatos portátiles alimentados por pilas, y con un altavoz de 8Ω , proporciona una potencia de 125 mW con tan sólo un 0,2 % de distorsión.

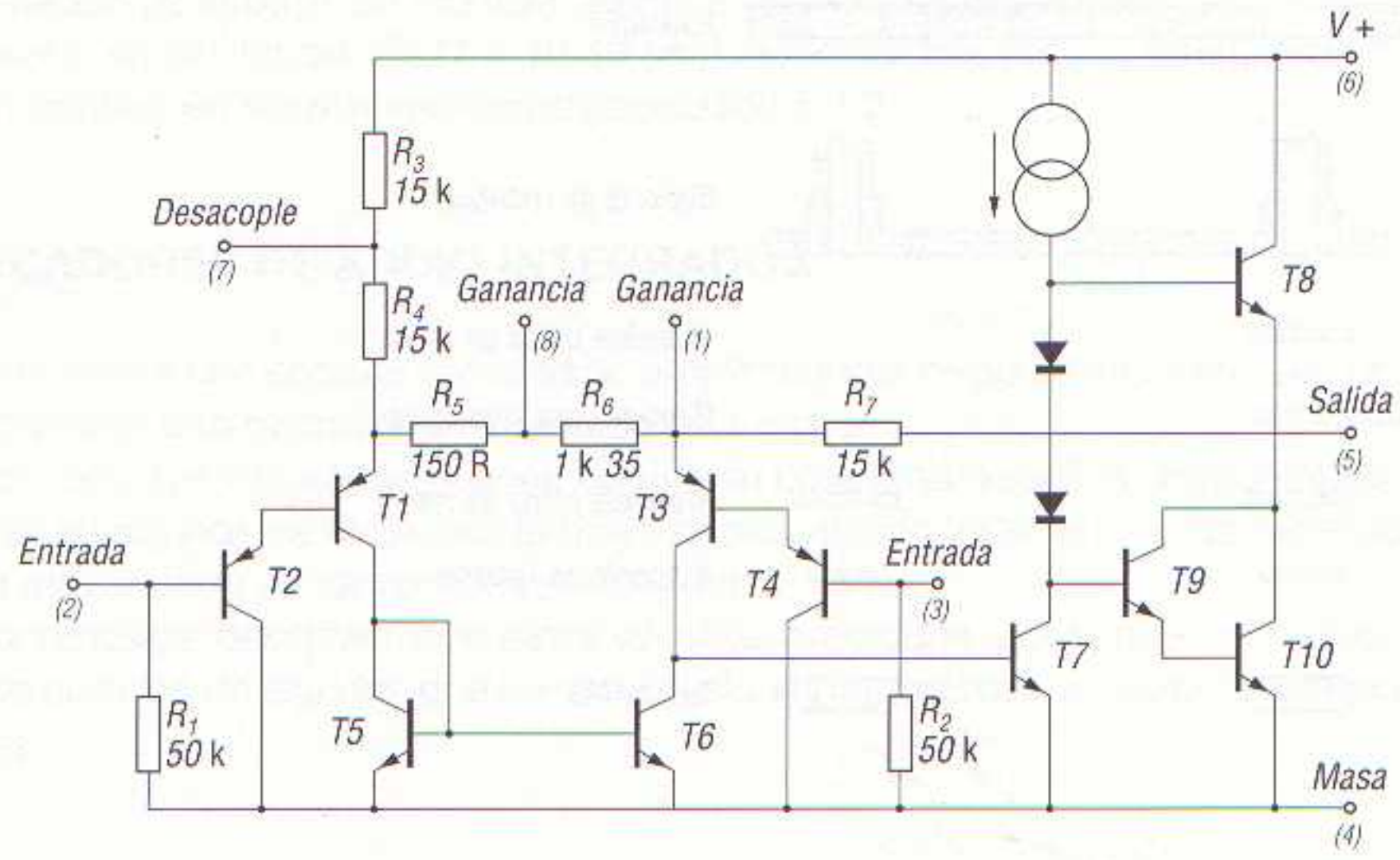
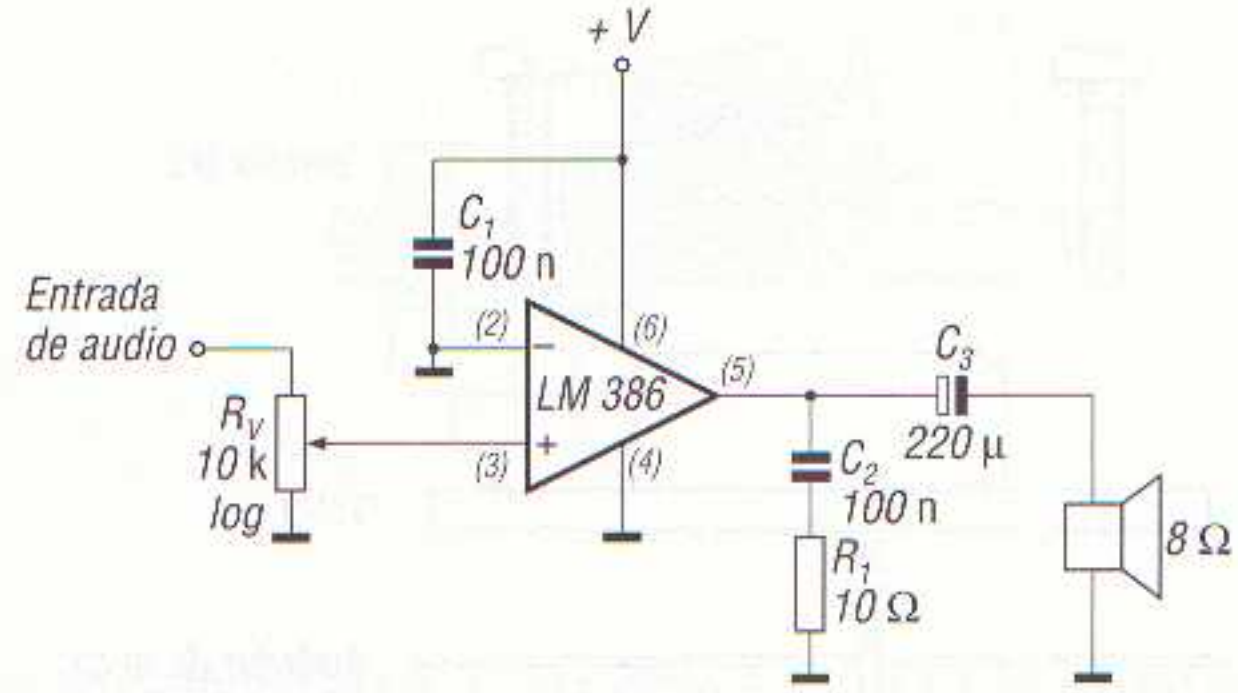
La ganancia de tensión de este integrado alcanza los 20 dB, y su ancho de banda los 300 kHz. Su impedancia de entrada típica es de $50 \text{ k}\Omega$.

En la figura 13.50 se ha dibujado el esquema de un sencillo amplificador de audio utilizando este integrado, indicando mediante números los terminales correspondientes a cada uno de sus pins. Como se puede comprobar, los componentes externos necesarios para el funcionamiento del amplificador son muy pocos y éste adopta la típica configuración de los amplificadores operacionales, con una entrada inversora y otra no inversora.

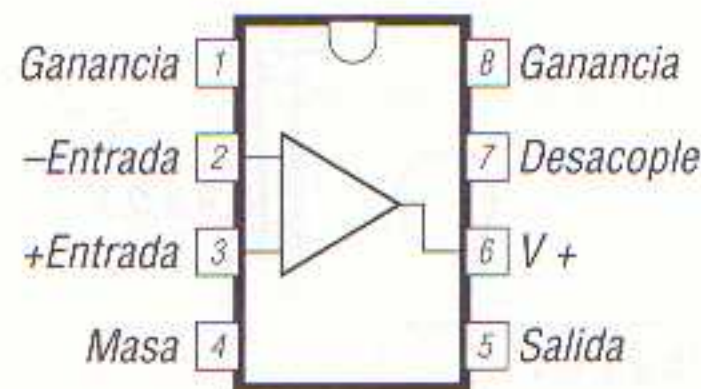
El circuito de la figura 13.50 proporciona una ganancia de tensión (A_V) de 20.

Esta ganancia de tensión puede aumentarse hasta 200 conectando un condensador de $10 \mu\text{F}$ entre los terminales 1 y 8 del integrado (no dibujado en el esquema).

13.50 Circuito amplificador de audio de pequeña potencia con el IC LM386.



13.51 Esquema de la circuitería interna del LM386. Entre paréntesis se indican los números de terminal de la cápsula.



Efectivamente, la ganancia de tensión del LM386 viene determinada por el resultado de dividir el doble de la impedancia entre los terminales 1 y 5 (resistencia R_7 de la figura 13.51) por la impedancia entre los emisores de los transistores $T1$ y $T3$ (resistencias R_5 y R_6 del mismo esquema):

$$A_V = \frac{2R_7}{R_5 + R_6} = \frac{2 \times 15.000 \Omega}{150 \Omega + 1.350 \Omega} = 20$$

Si se conecta un condensador de 10 μF entre los terminales 1 y 8 del integrado, se cortocircuita para la corriente alterna de la señal la resistencia de 1.350 Ω , con lo cual la ganancia en tensión del circuito alcanza un valor de:

$$A_V = \frac{2R_7}{R_5} = \frac{2 \times 15.000 \Omega}{150 \Omega} = 200$$

Conectando una resistencia en serie con este condensador, ésta queda en paralelo con la R_6 del integrado, con lo que el valor de 1.350 Ω entre los terminales 1 y 8 puede ajustarse para obtener el valor de ganancia de tensión que se desee.

También se puede modificar el valor de la ganancia de tensión del LM386 conectando en derivación con R_7 del integrado (entre los terminales 1 y 5) una resistencia R , de valor adecuado para

que el producto $2R_7$ de la fórmula anterior quede modificado. Así, conectando una resistencia de $10\text{ k}\Omega$ entre los terminales 1 y 5 (sin conectar ningún componente entre los terminales 1 y 8), la ganancia en tensión del circuito baja a:

$$A_V = \frac{\frac{1}{2R_7} + \frac{1}{R}}{R_5 + R_6} = \frac{7.500\ \Omega}{1.500\ \Omega} = 5$$

Si, en serie con la resistencia de $10\text{ k}\Omega$ que se conecta entre los terminales 1 y 5, se dispone un condensador de unos 33 nF , éste opondrá tanta mayor reactancia al paso de la señal de audio cuanto menor sea la frecuencia de ésta, por lo que el circuito responde amplificando más los tonos bajos que los altos. Esto resulta útil para reforzar los tonos bajos unos 6 dB a 85 Hz y compensar así la pobre respuesta a los bajos de un altavoz de baja calidad.

La señal de entrada, procedente del potenciómetro logarítmico de volumen, se aplica en el circuito de la figura 13.50 a la entrada no inversora del LM386.

El condensador C_1 , de 100 nF , desacopla a masa las señales de audio o de RF que puedan circular hacia la fuente de alimentación.

Finalmente, en el terminal de salida 5 se obtiene la señal de audio amplificada, la cual se aplica a un altavoz de $8\ \Omega$ a través del electrolítico de $220\ \mu\text{F}$.

El conjunto R_1C_2 forman una red Zobel que asegura la estabilidad del circuito para las altas frecuencias de audio, ya que la carga del altavoz es inductiva.

Otro IC amplificador de audio de pequeña potencia es el TDA2822. Se trata de un doble amplificador de audio, y por tanto válido para ser utilizado en receptores estereofónicos, que es capaz de entregar 1 W por canal sobre un altavoz de $8\ \Omega$. Se presenta en cápsula DIL de 8 pins.

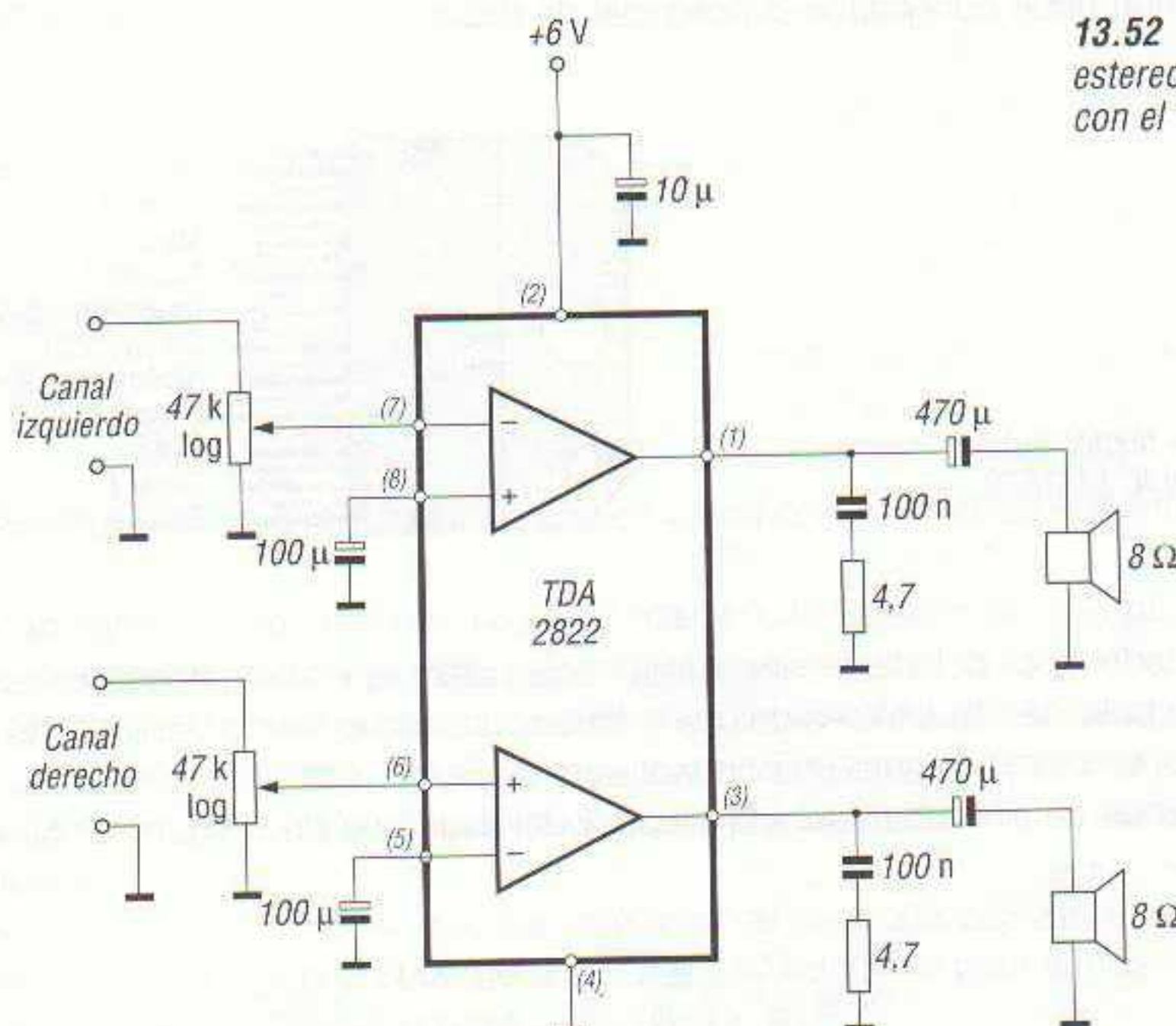
El TDA2822 puede trabajar con fuentes de alimentación de $1,8$ a 15 V , siendo su consumo de corriente en reposo de tan sólo 6 mA .

Trabajando con una tensión de alimentación de 9 V y con una potencia de salida de 500 mW sobre un altavoz de $8\ \Omega$, la THD de este IC es del $0,3\%$.

Proporciona una ganancia de tensión de 40 dB y su ancho de banda alcanza los 120 kHz .

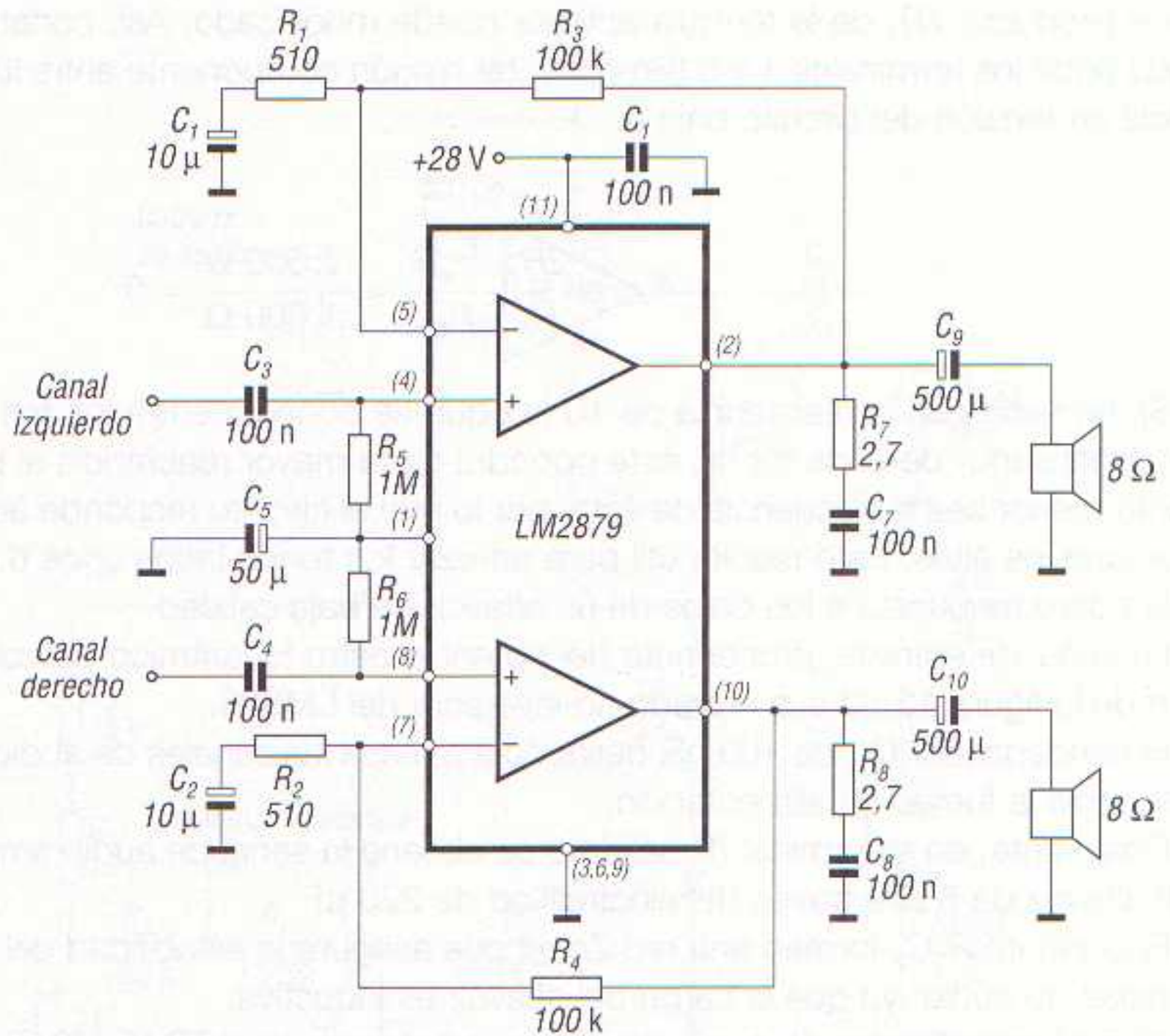
Alimentado con 3 V puede utilizarse para excitar auriculares de $32\ \Omega$, proporcionando 20 mW por canal.

En la figura 13.52 se ha dibujado el esquema de un amplificador de audio estereofónico diseñado con el TDA2822, utilizando un mínimo de componentes externos.



13.52 Amplificador estereofónico de audio con el TDA2822.

13.53 Amplificador estereofónico de audio con el LM2879.



Cabe destacar en este circuito los controles de volumen independientes para uno y otro canal. En la figura 13.53 se ha dibujado el esquema de un amplificador de audio estereofónico diseñado con el IC LM2879.

Este integrado es capaz de proporcionar 8 W por canal sobre altavoces de 8 Ω.

Funciona con tensiones de alimentación comprendidas entre 6 y 32 V, siendo su consumo de corriente en reposo de 12 mA.

En el circuito de la figura 13.53, diseñado para trabajar con 28 V, la THD es de tan sólo 0,05 % cuando proporciona una potencia de salida de 1 W por canal.

La ganancia de tensión es de 70 dB y su ancho de banda es de 65 kHz.

El LM2879 se presenta en cápsula de 11 pins en línea y lleva incorporado un radiador de calor (figura 13.54) que debe conectarse al potencial de masa.

13.54 Cápsula y disposición de terminales del IC LM2879.



Los amplificadores se polarizan conectando cada patilla de entrada no inversora (terminales 4 y 8) al terminal 1 de polarización a través de una resistencia de aislamiento de 1 MΩ. El terminal 1 se desacopla a masa en c.a. mediante un condensador de 50 μF.

La ganancia de tensión de cada amplificador del esquema de la figura 13.53 es de, aproximadamente:

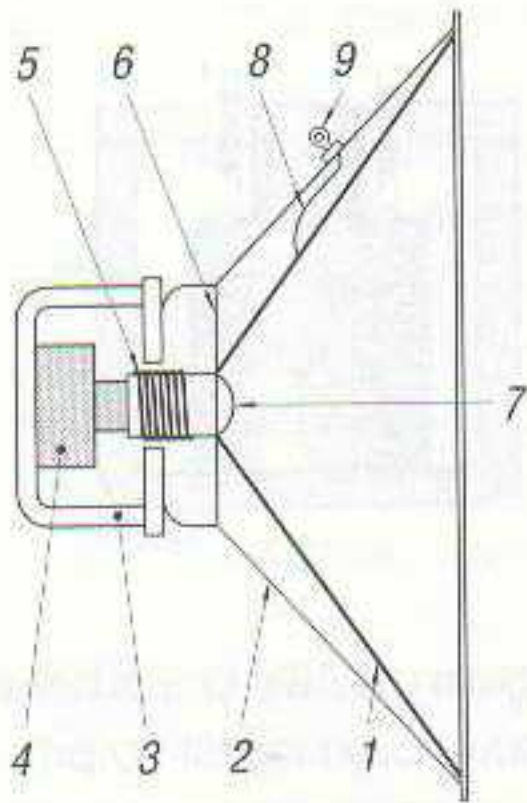
$$A_V = \frac{R_3}{R_1} = \frac{R_4}{R_2} = \frac{100.000 \Omega}{510 \Omega} \approx 200$$

Modificando el valor de estas resistencias se pueden conseguir ganancias distintas a la obtenida en el esquema de la figura 13.53.

Las señales de los canales izquierdo y derecho aparecen amplificadas en los terminales 2 y 10 respectivamente, y se acoplan a sus respectivos altavoces de $8\ \Omega$ a través de un condensador electrolítico de $500\ \mu\text{F}$. En cada uno de estos terminales de salida se dispone también una red Zobel, que asegura la estabilidad del circuito para las altas frecuencias de audio.

ALTAVOZ

El altavoz es el elemento que transforma la energía eléctrica en energía acústica, siendo por tanto el último eslabón del receptor.



13.55 Constitución de un altavoz dinámico. 1) Cono o diafragma. 2) Campana. 3) Yugo. 4) Imán permanente. 5) Bobina móvil. 6) Araña. 7) Tapa de retención de polvo. 8) Cables de conexión de la bobina móvil. 9) Terminales de conexión.

En los receptores de radio actuales se utilizan *altavoces dinámicos*, es decir, altavoces constituidos por una bobina móvil que rodea a un imán permanente. En la figura 13.55 se indican las siguientes partes constituyentes de un altavoz dinámico:

1. Cono o diafragma.
2. Campana.
3. Yugo.
4. Imán permanente.
5. Bobina móvil.
6. Araña.
7. Tapa de retención de polvo.
8. Cables de conexión de la bobina móvil.
9. Terminales de conexión.

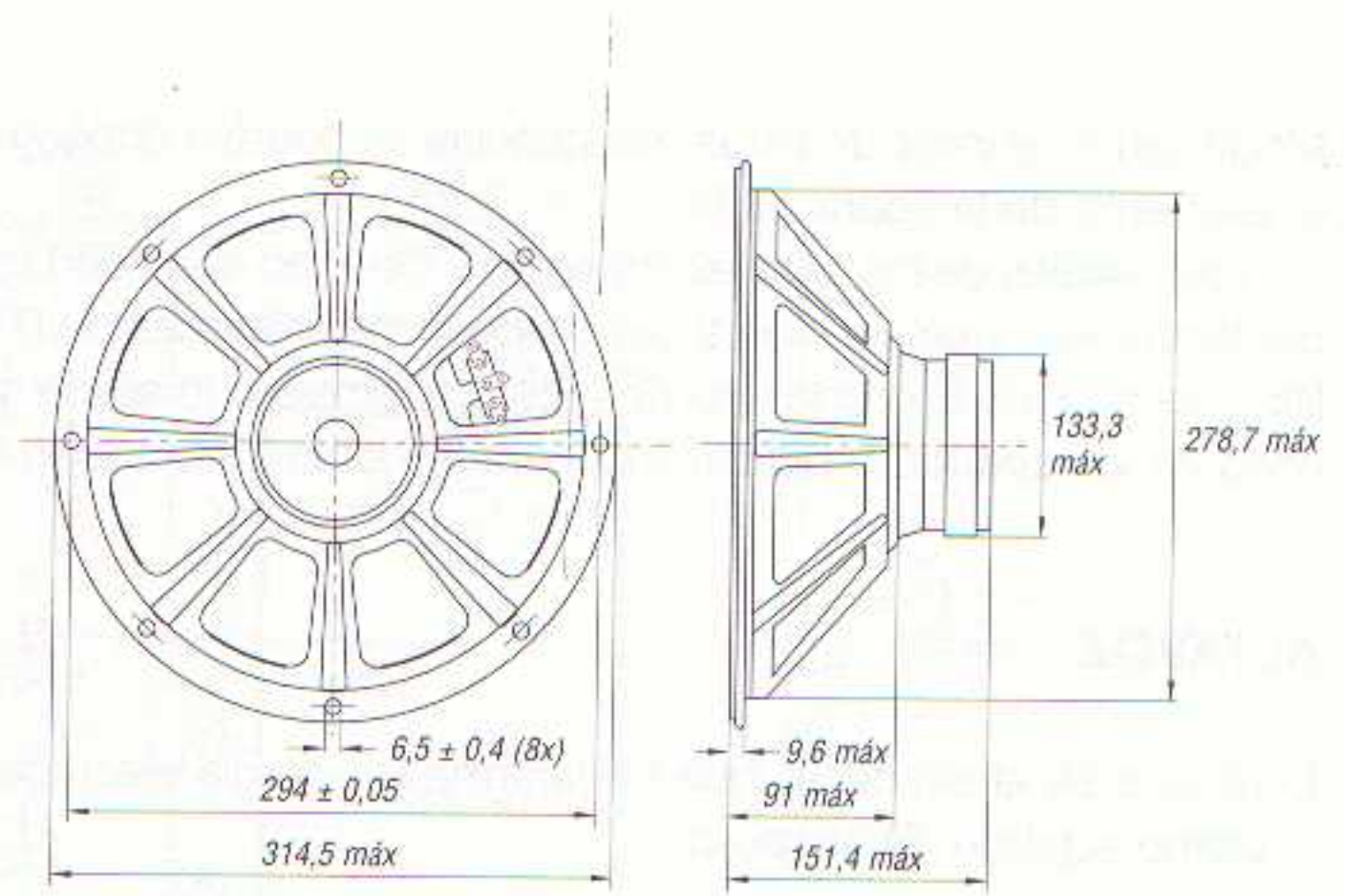
El cono o diafragma se fabrica con material fibroso y liviano, con el fin de que ofrezca la menor inercia posible.

La forma del diafragma es muy diversa, según el margen de frecuencias que ha de reproducir, las características de la directividad y la potencia admisible por el altavoz. Su diámetro es directamente proporcional a la longitud de onda de la señal que debe reproducir; es decir, cuanto menor sea la frecuencia de la señal de audio, mayor deberá ser el diámetro del diafragma.

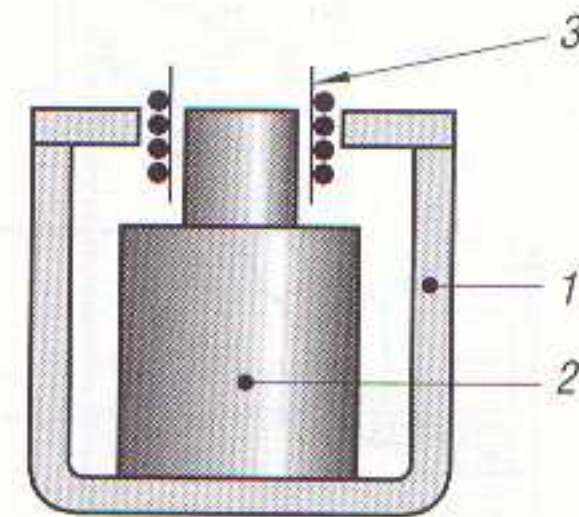
La campana se fabrica con chapa muy delgada, cuya rigidez mecánica se aumenta mediante nervaduras de refuerzo.

La finalidad de la campana es doble, ya que, además de servir de soporte a todas las piezas constituyentes del altavoz, posee una serie de orificios en su contorno para la sujeción del altavoz al mueble del receptor mediante tornillos adecuados (figura 13.56).

13.56 Vista trasera y lateral de una campana para altavoz. Obsérvense las nervaduras de refuerzo y los orificios para la sujeción del altavoz al mueble.



13.57 1) Yugo. 2) Imán permanente. 3) Bobina móvil.



El *yugo* aloja en su interior al imán permanente (figura 13.57). Debe estar fabricado en material de alta permeabilidad, con el fin de evitar pérdidas del campo magnético proporcionado por el imán. Además, el material constituyente del yugo debe poseer unas propiedades mecánicas que faciliten su proceso de fabricación.

El *imán permanente* es el sistema de excitación del altavoz, y va alojado en el interior del yugo. Consiste en un imán cilíndrico de alta inducción. En la actualidad estos imanes se fabrican con óxidos ferromagnéticos (*ferroxdure*), lo que permite inducciones magnéticas muy superiores a las de los imanes clásicos, además de poseer un peso bastante inferior, lo que constituye una colaboración estimable en la reducción del peso total del receptor, sobre todo si éste es portátil.

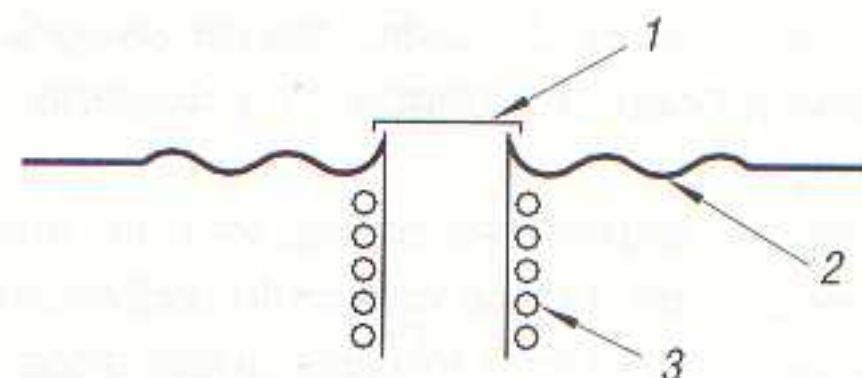
La *bobina móvil* está constituida por un devanado montado sobre un tubo cilíndrico. Este tubo debe poseer unas características muy especiales, ya que ha de ser capaz de soportar los esfuerzos que se originan durante el bobinado así como los provocados por la araña durante el movimiento vibratorio de la bobina. Se fabrica con un material de espesor muy reducido, con el fin de reducir al mínimo el entrehierro entre el imán permanente y el yugo.

El devanado de la bobina debe realizarse con gran exactitud eléctrica y mecánica.

El grueso del hilo depende de la carga que deba admitir el altavoz y su aislamiento debe ser de gran calidad para evitar cortocircuitos entre espiras.

La *araña* tiene por misión centrar la bobina móvil en el entrehierro, con el fin de que no se produzcan rozamientos de la bobina con el imán permanente o con el yugo.

Va colocada en el cuello del diafragma, siendo la pieza que sirve de unión entre éste y la bobina móvil. En la figura 13.58 puede verse el corte en sección de una araña y la bobina móvil a ella adherida.



13.58 1) Tapa de retención de polvo. 2) Araña. 3) Bobina móvil.

Con el fin de disminuir en lo posible la impedancia mecánica del conjunto móvil, las arañas deben tener una gran flexibilidad en el sentido axial.

La acumulación de partículas de polvo en el entrehierro puede provocar la inmovilización de la bobina móvil. Para evitarlo se recurre a la colocación, en el interior del cono, de una *tapa de retención de polvo* plana o semiesférica (1 en la figura 13.58), protegiendo el agujero del soporte de la bobina móvil.

El sistema de conexión de la bobina móvil consiste en dos hilos que unen, por la parte posterior del cono, cada uno de los hilos terminales de la bobina con dos terminales situados sobre la campana del altavoz por la parte posterior. Dichos terminales van colocados sobre una regleta aislante situada en la corona de la campana, o bien son dos lengüetas de conexión aisladas, situadas en dos brazos distintos de la campana.

Principio de funcionamiento del altavoz dinámico

En un altavoz dinámico, la parte motora, u órgano que transforma la energía eléctrica en energía mecánica, está compuesta por un imán permanente cuyo núcleo se introduce, en parte, dentro de la bobina móvil.

Según sea el valor instantáneo de la corriente que circula por la bobina móvil, se crea en ella un flujo magnético variable cuya intensidad depende de la citada corriente.

Dado que la polaridad del imán permanente no cambia, la bobina móvil se siente atraída o repelida por el imán permanente, produciéndose la vibración de la bobina hacia delante o hacia atrás, de acuerdo con la corriente modulada aplicada.

La bobina arrastra en su movimiento al diafragma solidario con ella, produciendo éste las compresiones y depresiones de aire en una u otra cara del cono.

Impedancia de un altavoz dinámico

La impedancia de un altavoz depende del tipo y de su forma constructiva. Los factores determinantes de la impedancia de un altavoz son:

- La resistencia óhmica del hilo de la bobina móvil, dependiente de la longitud, sección y material del hilo.
- La reactancia inductiva de la bobina móvil, dependiente de la frecuencia aplicada y del coeficiente de autoinducción de la misma.
- Las corrientes inducidas en la bobina móvil, a causa de sus desplazamientos dentro del campo magnético de excitación del imán permanente.

Este tercer factor es el más difícil y delicado de mantener constante, pues, como la bobina móvil arrastra en su movimiento al diafragma y a la masa de aire que le rodea, dichos desplazamientos están condicionados por la forma constructiva del altavoz (masa del diafragma, elasticidad de la suspensión, volumen de aire movido, etc.).

Los fabricantes de altavoces procuran que sus diseños afecten lo menos posible a la impedancia, ya que una variación de ésta provoca la de la carga del transistor amplificador de salida y, como consecuencia, un aumento de la distorsión.

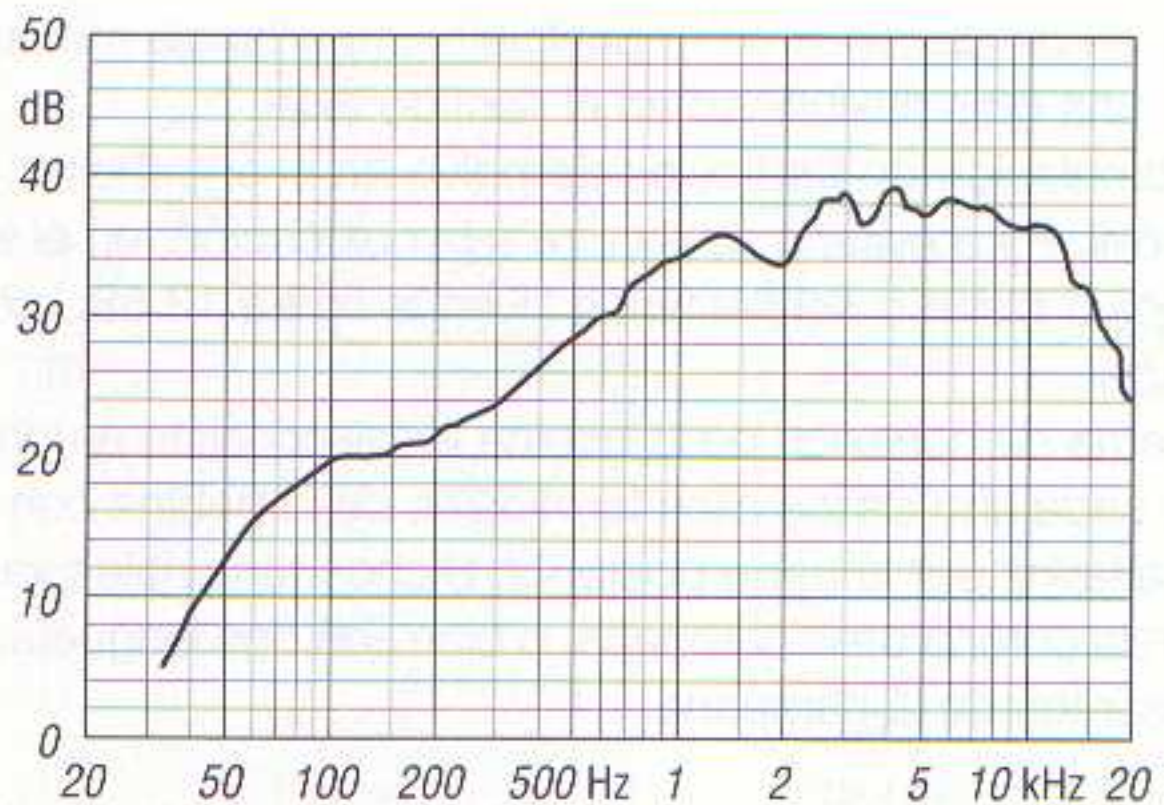
De todas formas, es prácticamente imposible que, dentro de la gama de las frecuencias de audio, la impedancia del altavoz se mantenga constante para todas ellas. Es por esto que los fabricantes de altavoces indican la impedancia para una frecuencia dada y ya preestablecida internacionalmente, cuyo valor es 1 kHz.

Para esta frecuencia, la impedancia de los altavoces dinámicos oscila entre 2 y 800 Ω , según diseño, siendo los valores más usuales los de 4 y 8 Ω .

Respuesta de frecuencia de un altavoz

La curva de respuesta de frecuencia es una de las características más importantes de los altavoces, pues mediante ella se puede determinar la intensidad sonora proporcionada por un altavoz para cada una de las frecuencias de audio que debe reproducir; es decir, se trata de la curva característica de la intensidad sonora en función de la frecuencia (figura 13.59).

13.59 Curva de respuesta de un altavoz.



La curva de respuesta de frecuencia se obtiene suministrando, para cada frecuencia, una potencia siempre igual al altavoz; a continuación se mide la potencia sonora generada por el altavoz y se transforma de nuevo en energía eléctrica. La energía eléctrica obtenida se transforma nuevamente en energía mecánica que impulsa un estilite trazador de la curva.

En la curva de la figura 13.59 se puede leer que, mientras para una frecuencia de 300 Hz la intensidad sonora es de 24 dB, para 2 kHz la intensidad sonora aumenta a 34 dB.

Al inicio de la curva, en las bajas frecuencias, se tiene un máximo. Este máximo es el de la frecuencia de resonancia del diafragma.

A continuación la curva oscila en mayor o menor grado, para llegar en su extremo derecho a la denominada frecuencia de corte.

Las oscilaciones de las curvas de respuesta de frecuencia carecen de importancia siempre que entre una cresta y los valles próximos a la misma no exista una diferencia de intensidad sonora mayor de 10 dB, aunque en ciertos casos, en los que la exigencia de reproducción no es muy grande, pueden admitirse diferencias de intensidad sonora de hasta 15 dB.

Un altavoz entra dentro de la categoría de alta fidelidad cuando el máximo de la frecuencia de resonancia no excede en más de 5 dB al mínimo que le sigue.

La frecuencia de corte es aquella para la que la intensidad sonora proporcionada por el altavoz es, aproximadamente, de 3 a 5 dB inferior a una recta imaginaria, sustitutiva de la curva de respuesta, para el centro de la banda.

Potencia admisible y potencia de régimen de un altavoz

La *potencia admisible* de un altavoz es el valor máximo de potencia que pueda aplicarse al altavoz, durante un corto intervalo de tiempo, sin que éste se deteriore.

No debe confundirse la potencia admisible con la *potencia de régimen*, la cual es la potencia máxima que puede aplicarse a un altavoz de forma continuada. Normalmente, los fabricantes suelen proporcionar ambos datos.

La potencia de un altavoz depende de sus dimensiones y forma constructiva. Para un mismo diafragma, la potencia admisible es función directa de sus dimensiones.

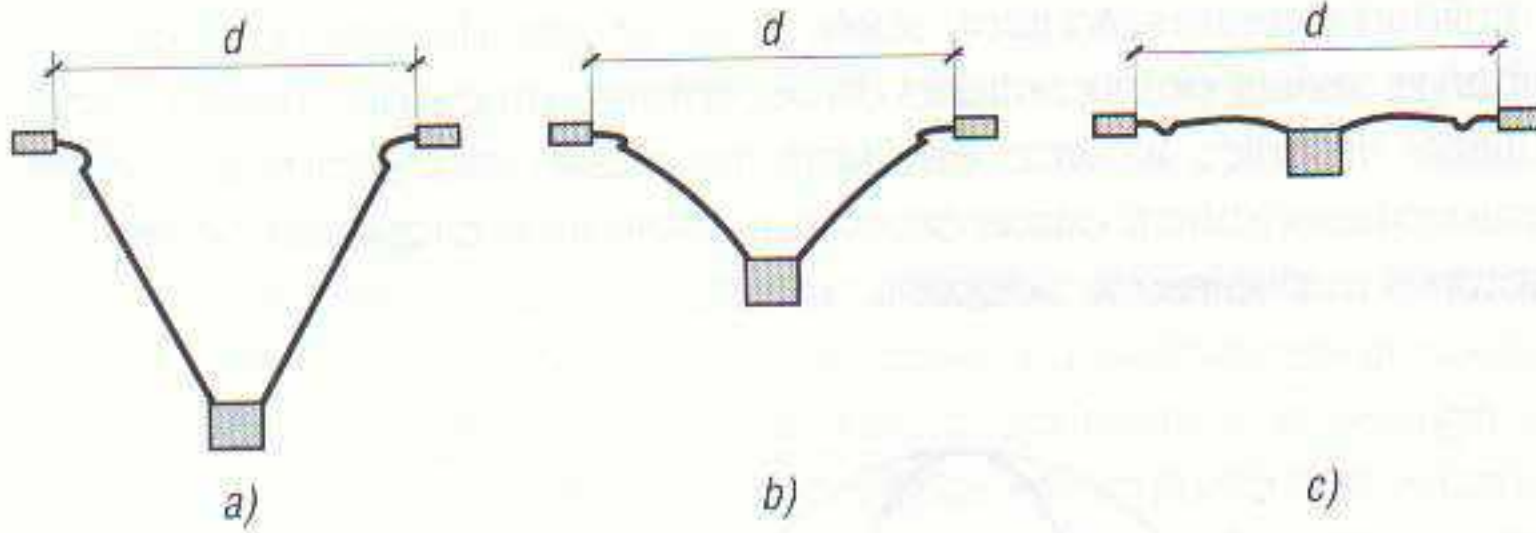
Los altavoces con diafragma cónico de sección recta (figura 13.60a) admiten mayores potencias, a igualdad de diámetro, que los altavoces con diafragmas de sección elíptica o plana (figuras 13.60b y 13.60c).

Altavoces para tonos graves

Los altavoces para tonos graves poseen una frecuencia de resonancia muy baja, de forma que puedan reproducir las notas más graves de audio.

La frecuencia de resonancia de un altavoz disminuye al aumentar las dimensiones del diafragma, por lo que los altavoces de tonos graves son los que poseen mayores dimensiones físicas.

Cuando a un altavoz para tonos graves se le aplica una señal de frecuencia muy baja, todo el diafragma se desplaza, proporcionando un rendimiento excelente para dichas notas. Sin embargo,



13.60 a) Diafragma de sección recta. b) Diafragma de sección elíptica. c) Diafragma de sección plana.

al aplicarle una señal de frecuencia elevada, sólo una pequeña parte del diafragma (periférica a la bobina móvil) radia energía acústica; el resto del diafragma se mueve de forma independiente o no se mueve. Los altavoces para tonos graves proporcionan un bajo rendimiento para las notas de frecuencia elevada (agudos).

La curva de respuesta de un altavoz para tonos graves debe presentar el máximo hacia los 20 Hz (límite inferior de las frecuencias de audio), existiendo altavoces en el comercio cuya frecuencia de resonancia es aún más pequeña. La parte recta de la curva de respuesta idealizada no debe extenderse más allá de 3.000 Hz, para presentar una frecuencia de corte de 4.000 Hz.

El diámetro de los altavoces para graves debe ser, como mínimo, de 12" (30 cm), aunque existen unidades con dimensiones inferiores que proporcionan excelentes resultados. Téngase en cuenta que las dimensiones del mueble de un receptor de radio son a menudo el factor decisivo en las dimensiones del altavoz, ya que están limitados por dichas dimensiones. Sólo en sintonizadores con amplificadores de audio independientes, o en receptores dotados de salida externa para altavoces, pueden utilizarse cajas acústicas en las que disponer altavoces de graves de cualquier tamaño.

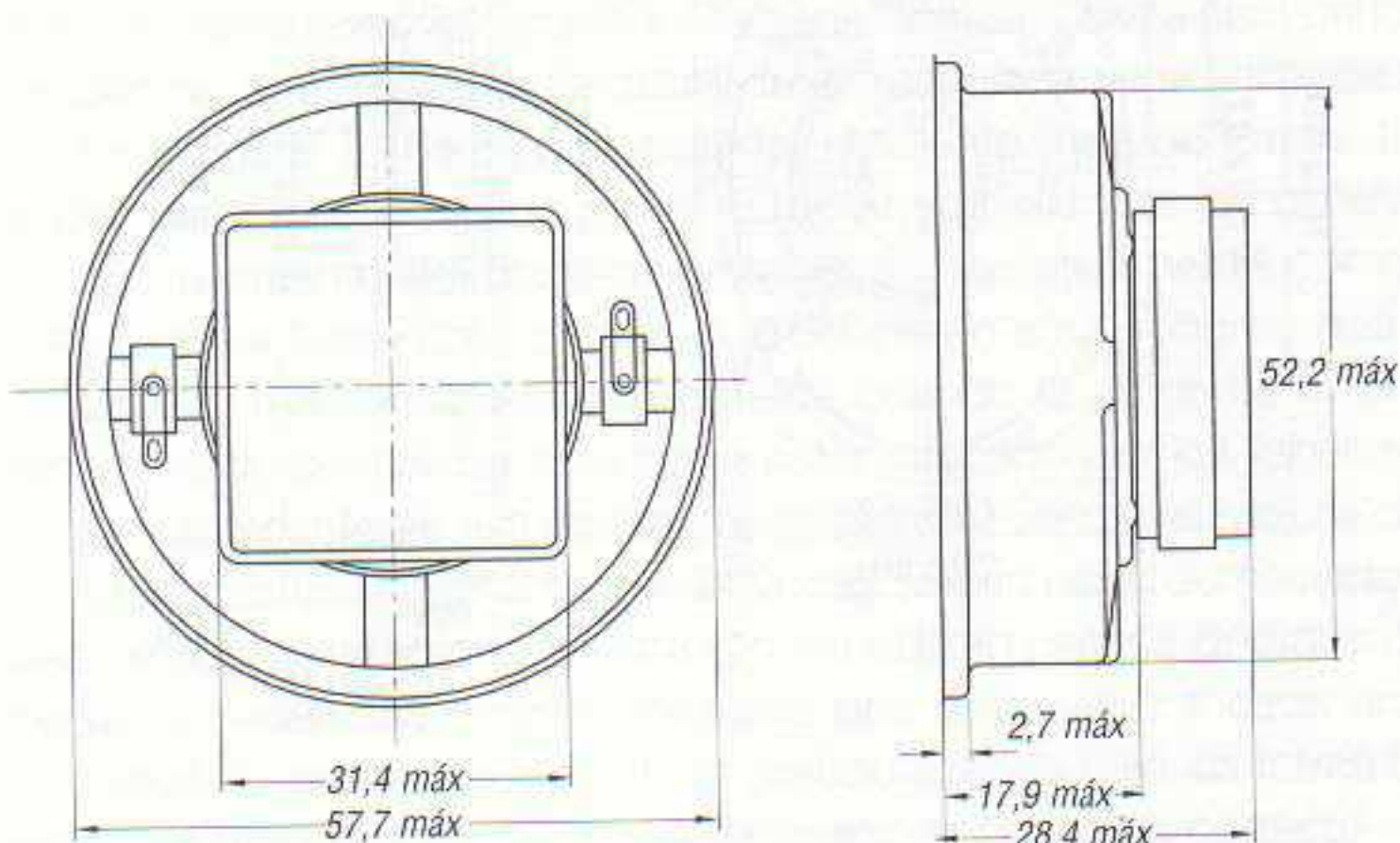
El diafragma de los altavoces de graves debe ser rígido pero de suspensión suave, razón por la cual estos altavoces poseen unas corrugaciones muy delgadas y flexibles en el extremo superior del diafragma.

Altavoces para tonos agudos

Cuanto menor es el diámetro del diafragma, mejor reproducirá un altavoz los agudos (sonidos de frecuencia elevada).

La frecuencia de resonancia de estos altavoces está situada entre los 1.000 y los 4.000 Hz, con una frecuencia de corte situada en ocasiones por encima de los 20 kHz (límite superior de las frecuencias audibles).

En la figura 13.61 se han dibujado las vistas posterior y lateral de un altavoz para tonos agudos, con indicación de sus dimensiones.

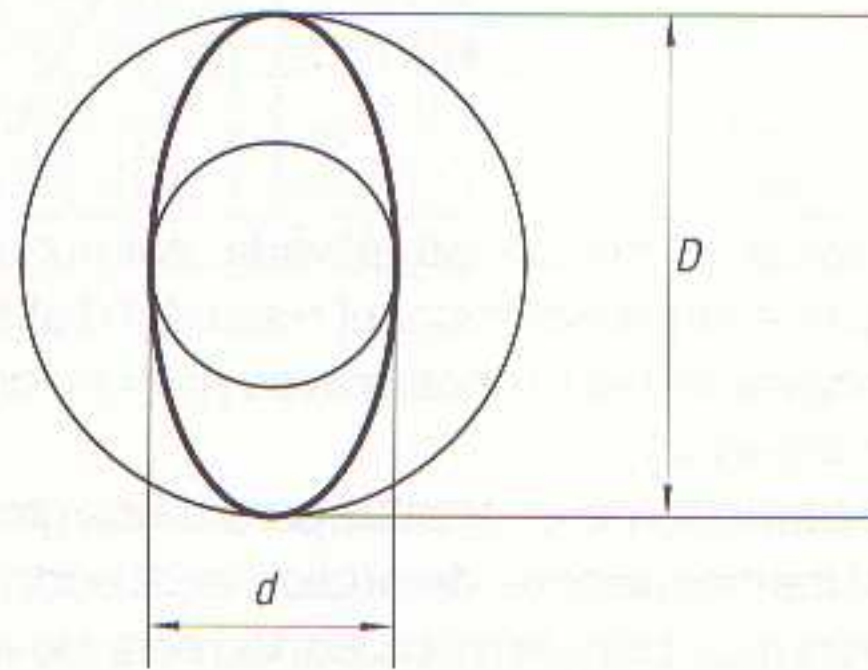


13.61 Vista trasera y lateral de un altavoz para agudos.

Altavoces elípticos

Cuando el receptor es de cierta calidad (y estereofónico), suele llevar un par de altavoces de graves y otro par de agudos. Sin embargo, existe gran cantidad de receptores de calidad media y económica en los que se opta por utilizar un único altavoz. En estos casos se recurre muy a menudo al empleo de *altavoces elípticos*, aunque en otros casos se utilizan altavoces circulares de dimensiones medias o pequeñas (receptores portátiles de pequeño tamaño).

13.62 El altavoz elíptico (línea de trazo grueso) es el resultado de la combinación de las dimensiones de un altavoz de graves de diámetro D con uno de agudos de diámetro d .



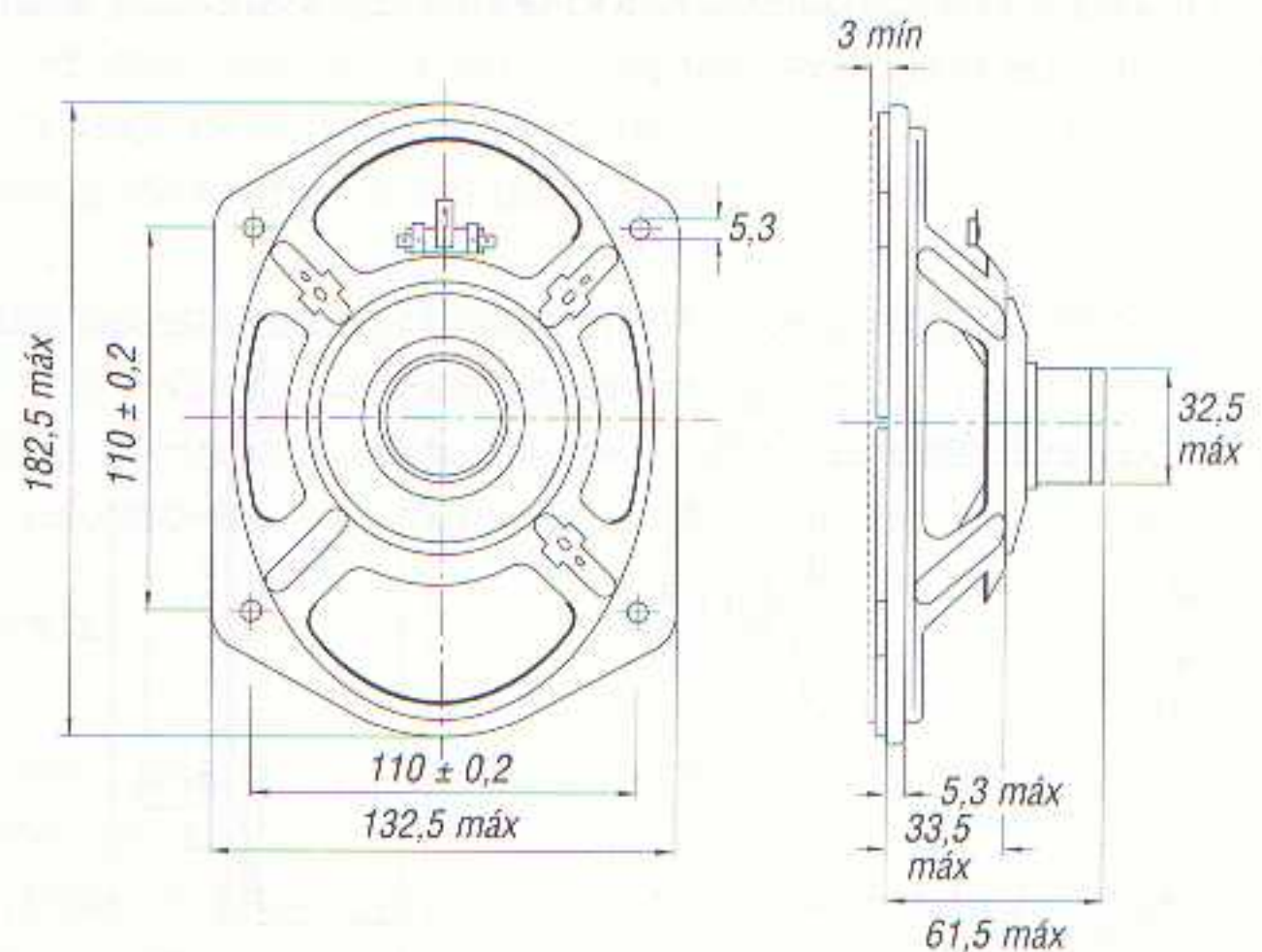
El altavoz elíptico es el resultado de la combinación de dos altavoces de diámetros diferentes. Así, un altavoz elíptico como el representado muy esquemáticamente por línea gruesa en la figura 13.62, equivale a dos altavoces: uno de diámetro D (para graves) y otro de diámetro d (para agudos), representados ambos por líneas de trazo fino.

La sección del diafragma es excepcional, con el fin de favorecer la respuesta a las altas frecuencias de audio.

Este tipo de altavoz no soluciona totalmente la reproducción de toda la gama de audio, ya que su respuesta a los graves es diferente. Sin embargo, es muy utilizado en receptores cuyo espacio es reducido y en los que no se exige una gran calidad en la reproducción del sonido. El altavoz elíptico puede considerarse como una solución intermedia entre la utilización de un solo altavoz normal y la combinación de varios altavoces con respuesta para todas las frecuencias de audio.

Con el fin de obtener una buena distribución de la energía acústica, el altavoz elíptico se instala siempre que sea posible de modo que su diámetro mayor quede en posición vertical.

En la figura 13.63 se pueden ver las vistas trasera y lateral de un altavoz elíptico con sus dimensiones, y cuya frecuencia de resonancia es de 115 Hz.



13.63 Vistas trasera y de perfil de un altavoz elíptico.

AURICULARES

Son muchos los receptores de radio, incluso los de precio más bajo, que disponen de una hembrilla para la conexión de unos auriculares.

Los auriculares son elementos transductores que, al igual que los altavoces, transforman la energía eléctrica suministrada por la etapa amplificadora de audio en energía acústica.

La principal diferencia entre un auricular y un altavoz se encuentra en el nivel de energía acústica que son capaces de proporcionar. En los auriculares, la energía acústica que éstos proporcionan es muy baja, por lo que es preciso ponerlos en contacto con el pabellón auditivo, mientras que en los altavoces la energía acústica que proporcionan es alta y se pueden oír a cierta distancia.

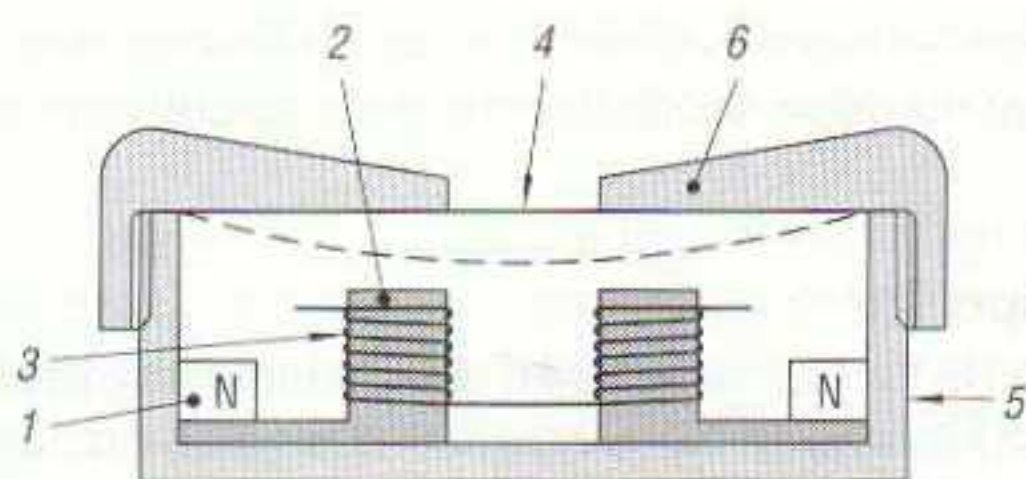
En los receptores de radio se pueden utilizar dos tipos de auriculares:

- *Auriculares dinámicos.*
- *Auriculares de cristal piezoeléctrico.*

Auriculares dinámicos

Los auriculares dinámicos (figura 13.64) son ejecuciones miniatura de los altavoces del mismo nombre.

Constan, esencialmente, de un pequeño imán permanente circular (1 de la figura 13.64), que magnetiza dos piezas polares (2) sobre las que se disponen sendas bobinas (3), formadas por varios cientos de espiras de hilo fino.



13.64 Partes constituyentes de un auricular dinámico. 1) Imán permanente. 2) Piezas polares. 3) Bobina. 4) Diafragma. 5) Caja de material aislante. 6) Tapa.

Frente a las bobinas hay un diafragma (o membrana de lámina de acero o hierro dulce) muy fino y tensado (4), que es atraído por el imán pero sin llegar a tocarlo. Se dice entonces que el diafragma está pretensado.

Todo el conjunto está encerrado en una caja de material aislante (5) que se cierra por una de sus caras con una tapa roscada (6) dotada de un orificio central por donde salen al exterior las vibraciones de aire producidas por el diafragma.

La distancia de separación entre las piezas polares y el diafragma es de tan sólo unos 0,4 mm.

Al aplicar una señal de audio a la bobina, la atracción del diafragma es reforzada o debilitada; en otras palabras, la membrana oscila hacia delante o hacia atrás.

El imán permanente cumple exactamente la misma función que en el altavoz dinámico. Sin esta magnetización previa la membrana sería atraída a cada semiperíodo de la señal, oscilando, en consecuencia, a una frecuencia doble de la frecuencia de la señal de audio aplicada, lo cual no interesa.

En la figura 13.64 se ha dibujado, mediante línea de trazos, la desviación o curvatura que sufre el diafragma al ser atraído por el campo magnético de las bobinas.

El movimiento del diafragma produce alternativamente compresión y rarefacción del aire en el orificio de la tapa, con lo que se producen ondas sonoras que se transmiten al oído del oyente.

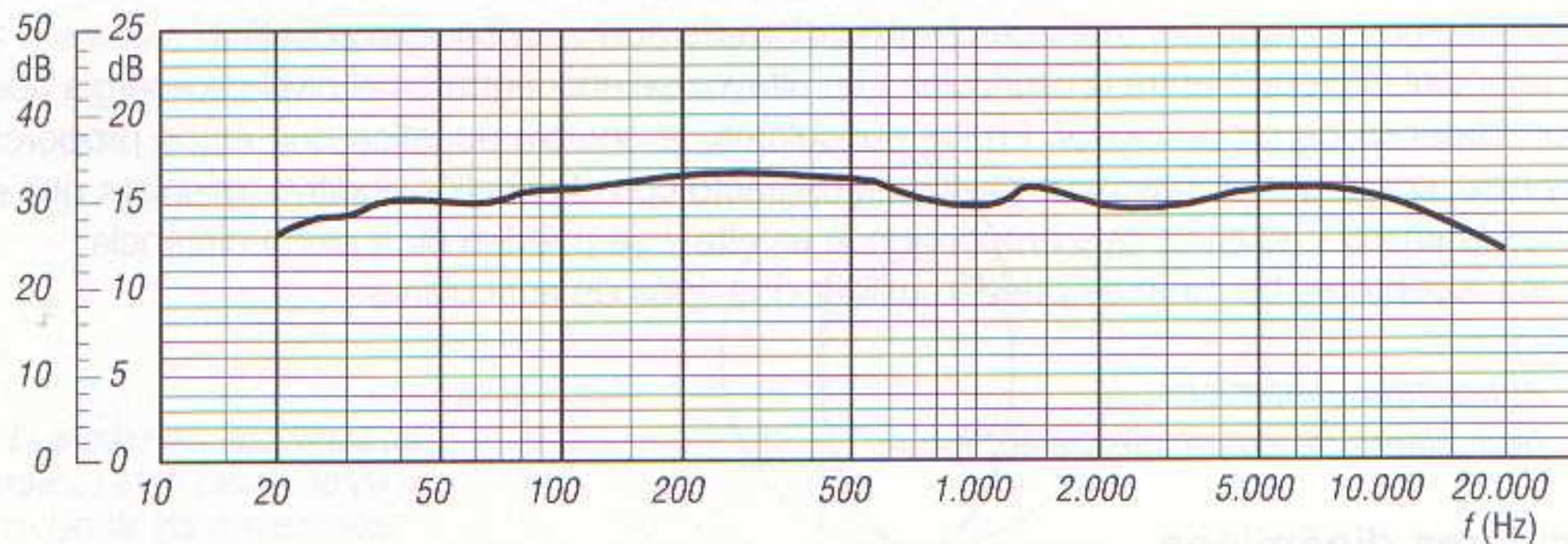
La máxima sensibilidad se obtiene cuando la corriente eléctrica circula por las bobinas en un determinado sentido, el cual suele estar indicado por los fabricantes con el signo +.

En los receptores estereofónicos el uso de auriculares mejora considerablemente el efecto estéreo, ya que en estos receptores los altavoces suelen estar demasiado cerca entre sí para lograr un completo efecto estereofónico. Para ello, se utilizan cascos dotados de un par de auriculares que se conectan independientemente mediante una sola clavija a cada uno de los dos canales del receptor.

Estos auriculares suelen llevar grabadas en la caja las letras *L* y *R* (de *Left* = izquierdo y *Right* = derecho) para que el usuario se los coloque de forma correcta.

Características de un auricular dinámico

La figura 13.65 muestra, a título de ejemplo, la curva característica de frecuencia de un auricular dinámico. La curva es bastante uniforme para toda la gama de audio (de 10 a 20.000 Hz).



13.65 Curva característica de respuesta de frecuencia de un auricular dinámico.

La impedancia de los auriculares dinámicos oscila entre 8Ω y $2 \text{ k}\Omega$, e incluso más. Esta impedancia se refiere, al igual que en los altavoces, a una frecuencia de 1 kHz.

Otra característica muy importante de los auriculares dinámicos es la potencia máxima que se les puede aplicar permanentemente, la cual no debe sobrepasarse si se quieren evitar deterioros irreparables.

Auriculares de cristal piezoeléctrico

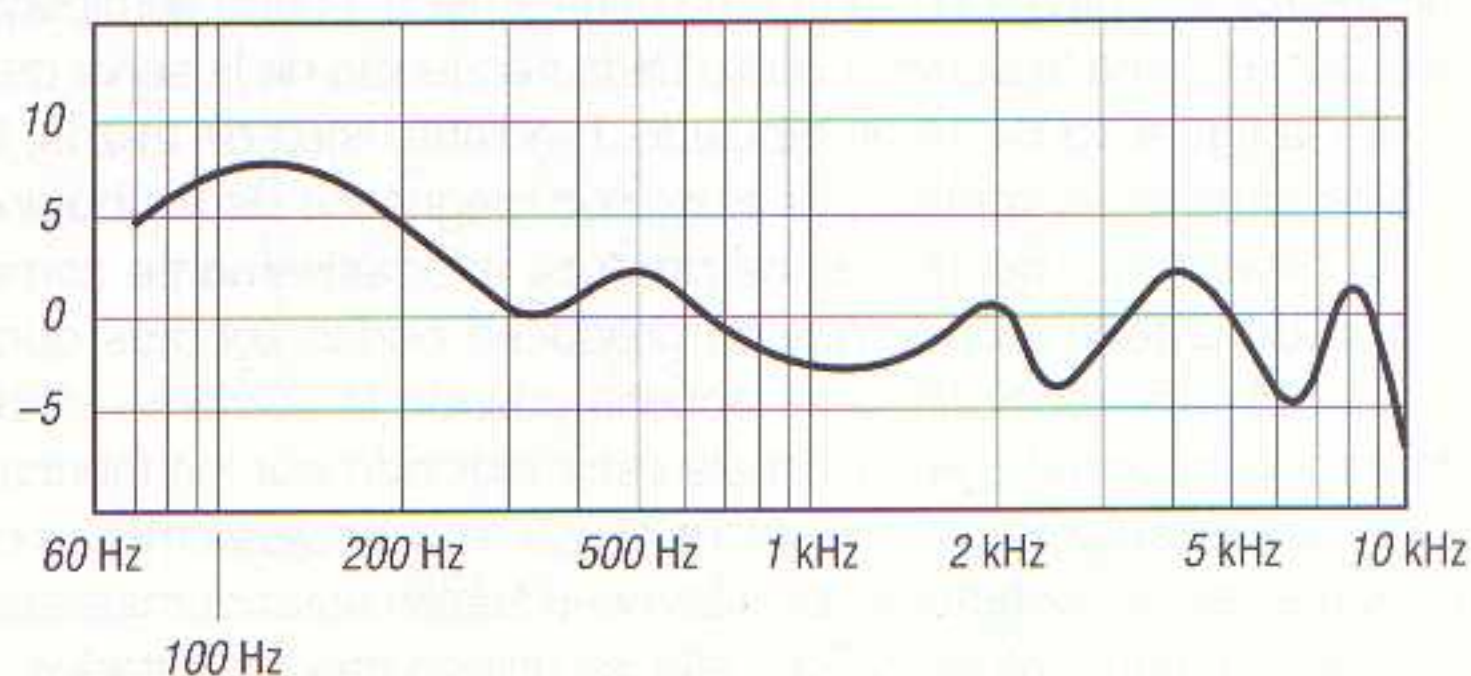
Los auriculares de cristal basan su principio de funcionamiento en el fenómeno que presentan ciertos cristales, en virtud del cual, al aplicarles una tensión eléctrica entre dos caras opuestas, se produce una deformación mecánica en otras dos caras también opuestas.

Lógicamente, si se aplica una tensión alterna procedente de un amplificador de audio, se produce una vibración capaz de hacer mover un pequeño diafragma solidario con el cristal, el cual producirá presiones y depresiones del aire circundante y, por lo tanto, ondas sonoras de pequeña intensidad.

El auricular de cristal tiene el inconveniente de ser frágil a los golpes, razón por la cual se limita su uso a pequeños receptores monofónicos de bajo precio.

La conexión de un auricular de cristal al amplificador de audio se hace a través de un condensador y una resistencia, ya que la impedancia de estos auriculares es muy alta, del orden de 45 a $80 \text{ k}\Omega$ por par, estando conectados en paralelo.

Para finalizar, en la figura 13.66 se ha dibujado la curva de respuesta típica de un auricular de cristal.

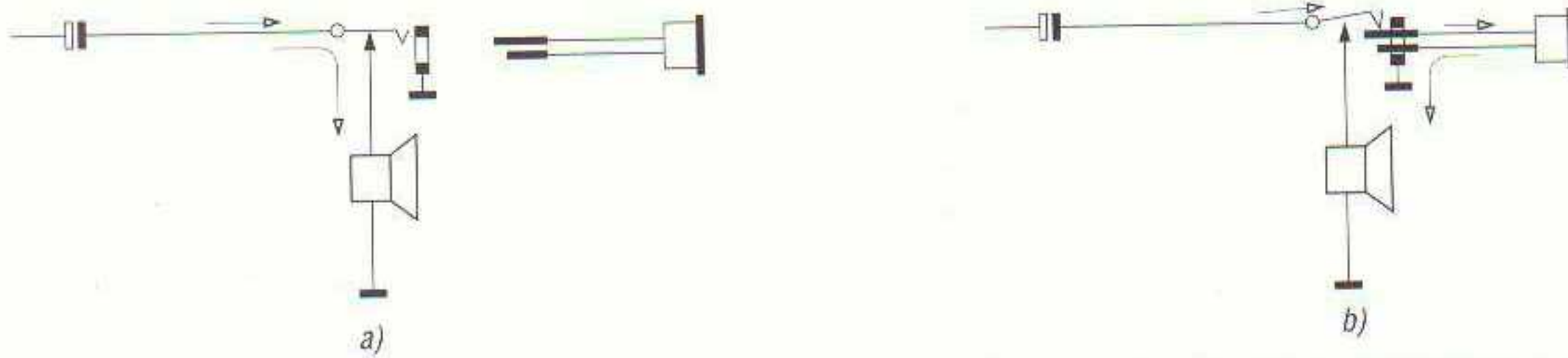


13.66 Curva característica de respuesta de frecuencia de un auricular de cristal.

Conmutador altavoz-auricular

La conmutación de la escucha mediante altavoz o mediante auricular se realiza en los receptores mediante la propia clavija del auricular. Al introducir ésta en la hembra de toma de auriculares se separa un pequeño resorte en dicha hembra, con lo que se desconecta el altavoz del amplificador.

En la figura 13.67 se puede ver cómo se lleva a cabo esta conmutación.



13.67 Funcionamiento de un receptor: a) Con altavoz. b) Con auricular. Al introducir la clavija del auricular, se desconecta el altavoz de la etapa amplificadora de audio.

En la figura 13.67a, la clavija que conecta el auricular está fuera de la hembra. La señal del amplificador circula sin dificultad hacia el altavoz, tal y como se indica mediante flechas en la figura.

Al introducir la clavija (figura 13.67b), la punta de ésta levanta un pequeño resorte, con lo cual se desconecta el altavoz y la señal de audio circula ahora hacia el auricular (flechas de la figura 13.67b).

Al extraer la clavija del auricular, el resorte de la hembra regresa a su posición de reposo, con lo cual se establece de nuevo el contacto eléctrico que permite que la señal de audio procedente del amplificador quede aplicada al altavoz.

En el caso de receptores estereofónicos el sistema es similar, sólo que la hembra está dotada de dos resortes, uno para cada altavoz, y la clavija (única) dispone de un contacto común para los dos auriculares y otros dos, uno para cada auricular.

Alimentación

INTRODUCCIÓN

La *etapa de alimentación* de un receptor de radio es aquella que suministra las tensiones y corrientes adecuadas a los diversos circuitos del aparato para su correcto funcionamiento.

La etapa de alimentación no forma parte de los circuitos de tratamiento de la señal de RF ni de BF; es decir, no se trata de una etapa propia del receptor, sino de la etapa que hace que todas las demás reciban las tensiones adecuadas.

CLASES DE ALIMENTACIÓN

Las fuentes de alimentación de un receptor de radio pueden clasificarse en dos grandes grupos:

- *Alimentación autónoma.*
- *Alimentación externa.*

Dentro del primer grupo se tienen las pilas y acumuladores, que permiten una autonomía total del receptor en cualquier lugar y circunstancia. Este tipo de alimentación es obligada en los receptores portátiles. El segundo grupo se subdivide a su vez en dos:

- *Alimentación mediante conexión a la red, con etapa transformadora y rectificadora de la corriente incorporada al receptor.*
- *Alimentación mediante conexión a la red, a través de un circuito convertidor externo al receptor.*

Además, son muchos los receptores que admiten las dos formas de alimentación, lo cual permite su conexión a la red eléctrica cuando esto es posible, o la alimentación por pilas cuando no se dispone de toma de corriente.

ALIMENTACIÓN POR PILAS

La alimentación por pilas es la más simple y sencilla; sin embargo, supone un precio elevado ya que el coste energético de este tipo de alimentación es muy superior al precio de la energía eléctrica obtenida de la red. Existen diferentes tipos de pilas, entre las que se pueden citar:

- *Pila de zinc-carbón.*
- *Pila alcalina de bióxido de manganeso.*
- *Pila alcalina de óxido de plata.*
- *Pila de mercurio.*

Todas estas pilas producen energía eléctrica gracias a un complejo proceso químico que no vamos a exponer, pues carece de interés para el profesional electrónico.

Lo que sí se debe conocer son sus características, ya que ello permite adquirir la más adecuada.

Pila de zinc-carbón

Esta pila es la más corriente y su aspecto externo es bien conocido (figura 14.1).



14.1 Aspecto externo de varias pilas de zinc-carbón.

Se fabrican en forma cilíndrica y varios diámetros. Las más utilizadas para la alimentación de receptores de radio son las que se relacionan en la tabla 14.1.

Denominaciones			Tensión
D	MN1300	LR20	1,5 V
C	MN1400	LR14	1,5 V
AA	MN1500	LR6	1,5 V
AAA	MN2400	L33	1,5 V
9 V	MN1604	6LR61	9 V

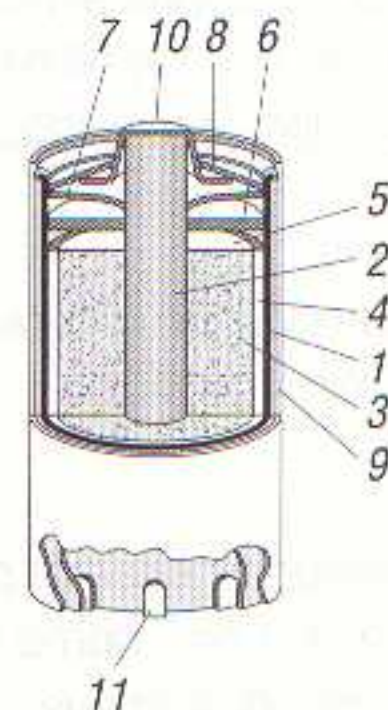
Tabla 14.1 Pilas utilizadas en la alimentación de receptores de radio.

Todas las pilas de zinc-carbón suministran 1,5 V. Las de 9 V son en realidad baterías de seis pilas conectadas en serie y empaquetadas en una misma envoltura.

El origen de la pila de zinc-carbón se debe a *Leclanché*, de ahí que también se las denomine con el nombre de su inventor, aunque la pila de zinc-carbón que hoy se fabrica como tal se debe a *Gassner*, el cual transformó la primitiva pila de Leclanché (a base de carbón y zinc, colocados en el interior de un recipiente de cristal conteniendo sal de amoníaco disuelta en agua) en la conocida pila seca actual, con la ventaja de ser transportable al no contener líquidos y estar herméticamente cerrada.

En la figura 14.2 se puede ver el corte longitudinal de una pila seca de zinc-carbón. Consiste en un vaso de zinc (1) que contiene en su centro una barra de carbón prensado (2) y rodeada de pol-

14.2 Partes constituyentes de una pila seca. 1) Vaso de zinc (electrodo negativo). 2) Barra de carbón prensado (electrodo positivo). 3) Pasta despolarizante. 4) Pasta electrolítica. 5) Cámara de expansión. 6) Cierre hermético de plástico. 7) Arandela metálica que sostiene el cierre hermético. 8) Plancha metálica de protección. 9) Recubrimiento asfáltico a prueba de humedad. 10) Borne positivo. 11) Borne negativo.



vo de grafito mezclado con bióxido de manganeso mantenido en una bolsa porosa (3). Entre la bolsa y el zinc se encuentra un electrólito (4) a base de una solución de sal de amoníaco en forma pastosa por el añadido de almidón y harina. A esta pasta se le añade cloruro de zinc para aumentar la vida de la pila, hacer más constante la f.e.m. de la pila, favorecer la mezcla gelatinosa de almidón y harina y disminuir el desprendimiento de gases.

La tensión que suministran estas pilas es de 1,5 V, sea cual sea su tamaño, ya que éste sólo influye sobre la cantidad de corriente que pueden suministrar. Cuanto mayor sea el tamaño de la pila, mayor será su carga y, por lo tanto, mayor será la cantidad de corriente que puede suministrar.

Las pilas secas de zinc-carbón no son muy apropiadas para trabajar varias horas seguidas, ya que mejoran su rendimiento y duración cuando se hacen funcionar intermitentemente, dado que durante los intervalos de descanso tienden a rehacerse las reacciones químicas descompuestas durante su funcionamiento.

Normalmente, los radiorreceptores trabajan con tensiones distintas a los 1,5 V suministrados por una pila seca. Para lograr la tensión adecuada basta con conectar en serie un número determinado de pilas. Así, si el receptor precisa una tensión de 6 V, se conectarán cuatro pilas en serie.

Si el aparato es de diseño sencillo, con pocos componentes y poca potencia, como son, por ejemplo, los pequeños receptores de radio portátiles, el consumo de energía eléctrica es pequeño, por lo que en este caso podrá alimentarse con pilas secas pequeñas (LR6), las cuales ocupan poco espacio y son adecuadas a las reducidas dimensiones del aparato.

Ello no quiere decir que este tipo de aparatos no pueda ser alimentado con pilas más grandes (LR14 e incluso LR20), lo que sucede es que la decisión en la elección de la pila depende de dos factores:

1. A igualdad de intensidad de corriente suministrada, cuanto mayor sea el tamaño de la pila más tiempo podrá estar el aparato en funcionamiento. En este caso las pilas más idóneas son las LR20.
2. La pila ocupa un espacio dentro del aparato y, en ocasiones, interesa que el aparato sea lo más pequeño posible, por lo que en este caso es preferible la utilización de pilas LR6.

Un receptor de radio de gran tamaño y potencia, con complejos circuitos (por ejemplo con FM estéreo y magnetófono a casete incorporado), consume mucha energía eléctrica, por lo que en este caso es obligatorio el uso de pilas LR20, capaces de suministrar la suficiente intensidad de corriente.

Si el aparato es de medianas dimensiones y potencia, las pilas más adecuadas son las LR14, ya que éstas suministran la suficiente intensidad de corriente y, además, no ocuparán un espacio excesivo.

Para finalizar diremos que el electrodo positivo siempre es el que está en contacto con el carbón (10 de la figura 14.2), y el negativo, el del vaso de zinc (11 de la figura 14.2); los fabricantes suelen indicarlo en la propia envoltura de la pila para evitar confusiones.

Pila alcalina de bióxido de manganeso

Las *pilas alcalinas* son de diseño más reciente, y son el resultado de exhaustivas investigaciones en busca de una pila que ofreciera más rendimiento.

Se denominan así ya que su electrólito, es decir, la sustancia activa, es un compuesto de metales alcalinos.

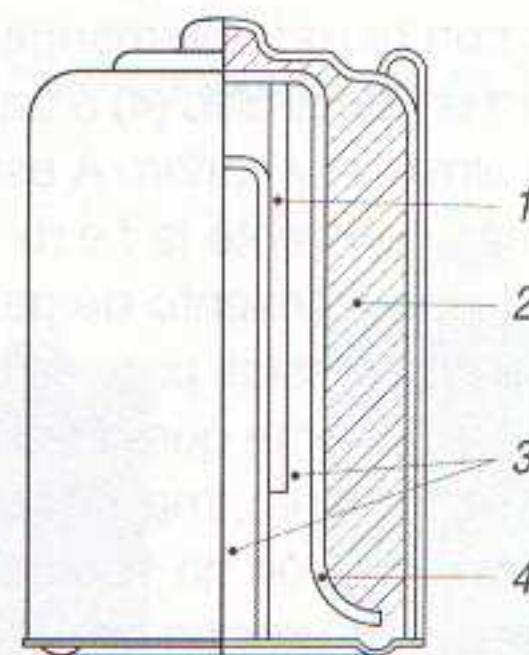
Como elemento despolarizante utiliza el bióxido de manganeso, el cual constituye junto con el carbón el polo positivo, mientras que el zinc es el polo negativo, siendo su aspecto externo muy similar a las pilas de zinc-carbón.

El despolarizante es una sustancia que evita que se produzcan burbujas de hidrógeno en el polo positivo, las cuales son aislantes de la electricidad y, por tanto, si no se utilizara, la pila dejaría pronto de suministrar energía eléctrica.

En la figura 14.3 se han dibujado las principales partes constituyentes de una pila alcalina.

El zinc (1) tiene forma de tubo y está sumergido en el electrólito (3). El contacto con el electrólito se realiza por la superficie interna y externa del tubo de zinc.

14.3 Constitución de una pila alcalina. 1) Zinc. 2) Carbón. 3) Electrólito. 4) Separador.



El carbón (2) rodea la pila por el exterior, aunque su salida (positiva) se realiza de forma idéntica a la de las pilas de zinc-carbón (figura 14.3).

La envoltura de la pila es de acero plateado, lo que le da un aspecto brillante, quedando el contenido herméticamente cerrado y de esta forma se evitan derrames del electrolito. Esto es especialmente interesante en los radiorreceptores, en los que un derrame accidental del electrolito podría ocasionar daños irreparables, pues esta sustancia ataca las partes metálicas del aparato. Esto sucede con bastante frecuencia en las pilas de zinc-carbón, por lo que siempre es aconsejable utilizar pilas alcalinas o, en su defecto, no dejar colocadas las pilas de zinc-carbón en el interior del aparato cuando éste no se utiliza durante largo tiempo.

Las pilas alcalinas se fabrican en los mismos tamaños que las de zinc-carbón (tabla 14.1), por lo que no existe inconveniente alguno en la sustitución de unas por otras.

El rendimiento de las pilas alcalinas es muy superior al de las de zinc-carbón de igual tamaño, pues almacenan más carga y pueden estar más horas trabajando, tanto de forma continua como intermitente.

Otra particularidad de las pilas alcalinas es la de poder trabajar con una temperatura ambiente de hasta $-40\text{ }^{\circ}\text{C}$, siendo por tanto idóneas en climas muy fríos.

Finalmente, a todas estas ventajas se añade la de no perder energía durante su almacenamiento o en los largos períodos de reposo, pues incluso después de transcurrido un año sin actividad conservan el 90 % de la energía de origen.

Como factor en contra cabe decir que su precio es superior al de las pilas de zinc-carbón, aunque las ventajas que ofrecen compensan el coste adicional.

Pila alcalina de óxido de plata

La pila alcalina de óxido de plata es de constitución similar a la de bióxido de manganeso, pero utilizando óxido de plata como despolarizante. Éste permite reducir considerablemente su tamaño, sin perjuicio de la potencia eléctrica suministrada.

Se utilizan, dado su elevado precio, en aplicaciones muy concretas donde el espacio es un factor determinante.

Pila de mercurio

Las pilas de mercurio se han impuesto como las de máxima calidad, debido a que mantienen su tensión constante durante toda su vida activa, aún estando en continuo funcionamiento, y porque mantienen su carga durante períodos de inactividad muy largos (incluso hasta 8 años), sin pérdida importante de la energía eléctrica disponible. Como inconvenientes citaremos su precio, el cual limita su aplicación a aparatos específicos, y que el mercurio es un metal contaminante, por lo que es conveniente que cuando se agote su carga se deposite en un contenedor de recogida para su posterior reciclaje.

La tensión que suministran estas pilas (1,3 V) es algo inferior a las anteriores; sin embargo, se mantiene constante durante unas 800 horas de funcionamiento, e incluso más según la energía solicitada por el consumidor.

Cuando llegan a su fin, el descenso de la tensión es instantáneo, es decir, su tensión no baja lentamente como en las demás pilas, sino que desciende rápidamente a cero voltios.

Se fabrican en gran diversidad de tamaños y exteriormente son de acero.

Por su pequeño tamaño, estas pilas son muy utilizadas en aparatos de dimensiones muy pequeñas, tales como relojes de muñeca, calculadoras electrónicas, aparatos para sordos, etc., pero no son pilas de uso corriente en receptores de radio.

ACUMULADORES

Además de las pilas, que constituyen verdaderos generadores de electricidad, existen otros elementos similares, denominados *pilas secundarias*, los cuales no generan energía eléctrica, sino que la almacenan. Estos elementos son los *acumuladores*.

La pila secundaria o acumulador es aquella que, una vez finalizadas las reacciones químicas que proporcionan la energía eléctrica, puede recomponer de nuevo la composición química primitiva, con lo cual proporciona de nuevo energía eléctrica.

Así pues, un acumulador, cuya carga eléctrica ha sido agotada, puede volverse a cargar, para lo cual se conecta a una fuente de c.c., quedando así en condiciones de proporcionar de nuevo energía eléctrica.

Existen diversos tipos de acumuladores, siendo los más destacados los siguientes:

- *Acumulador de plomo.*
- *Acumulador de níquel-cadmio.*
- *Acumulador de plata-cadmio.*

De los tres tipos citados, el de plomo tiene poca aplicación en electrónica, puesto que para su funcionamiento precisa de líquidos propensos a verterse, ya que no puede utilizarse con envoltura herméticamente cerrada debido a la creación de gases. Por ese motivo no describiremos este acumulador, centrandó nuestro estudio en los otros dos.

Acumulador de níquel-cadmio

En la figura 14.4 se puede ver un conjunto de acumuladores de níquel-cadmio. El aspecto externo de estos acumuladores es semejante al de las pilas, fabricándose igualmente en diversidad de tamaños, de modo que es posible la sustitución de pilas por acumuladores en el mismo alojamiento del aparato.



14.4 *Acumuladores de níquel-cadmio para uso en electrónica.*

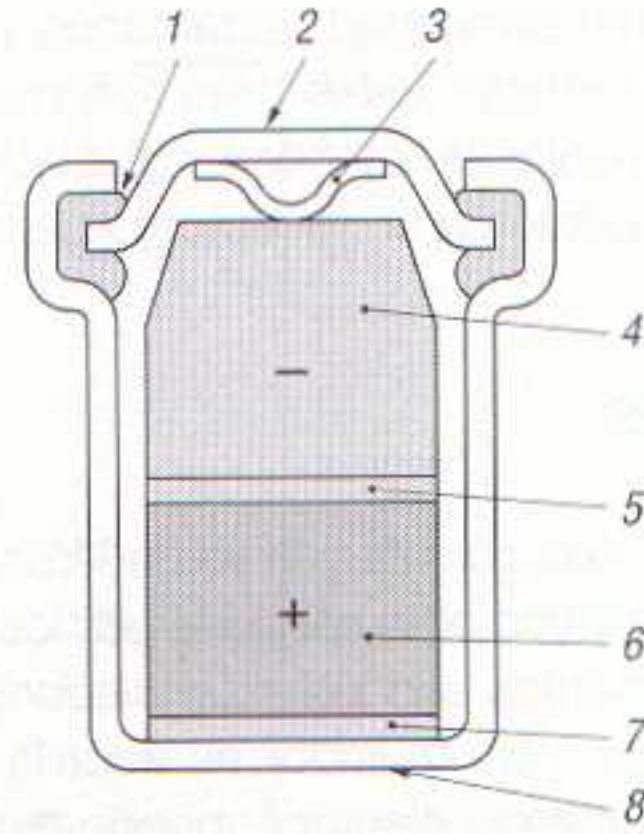
El acumulador de níquel-cadmio se fabrica con envoltura metálica herméticamente cerrada, desapareciendo así cualquier posibilidad de derrame del electrólito.

En la figura 14.5 se puede ver el corte longitudinal de un acumulador de níquel-cadmio con indicación de sus partes constituyentes.

Está formado por un electrodo positivo de hidróxido de níquel y un electrodo negativo de cadmio metálico con finas partículas de hierro. El electrólito es hidróxido de potasio.

La tensión que pueden suministrar estos acumuladores es de aproximadamente 1,3 V (un poco inferior a la que suministran las pilas).

14.5 Corte longitudinal de un acumulador de níquel-cadmio.
 1) Cierre hermético. 2) Tapa.
 3) Muelle de contacto. 4) Electrodo negativo de cadmio. 5) Separador.
 6) Electrodo positivo de hidróxido de níquel. 7) Espaciador.
 8) Envoltura exterior.



Durante la descarga, es decir, al aplicar el acumulador a un aparato para su alimentación, se desprende oxígeno, pero la especial disposición de los elementos internos hace que este oxígeno alcance con facilidad el electrodo de cadmio, reaccionando con él y formando óxido de cadmio. Durante la carga del acumulador el electrodo de cadmio se desoxida, manteniéndose así el equilibrio.

El precio de los acumuladores de níquel-cadmio es muy superior al de las pilas secas, aparte de necesitar un cargador de acumuladores, el cual toma la corriente alterna de la red y la transforma en la corriente continua necesaria para la carga. Sin embargo, si el consumo de pilas es elevado, el acumulador se llega a amortizar en poco tiempo, considerando dentro de esta amortización el precio de la energía eléctrica consumida de la red.

Acumulador de plata-cadmio

Este acumulador, aunque no ha llegado a ser aceptado totalmente, tiene un rendimiento excelente, aproximadamente el doble del de níquel-cadmio.

Desde el punto de vista constructivo, sólo se diferencia del de níquel-cadmio en la sustitución del níquel por plata, por lo que no creemos necesario insistir sobre ello.

A igualdad de intensidad y tensión, el volumen del acumulador de plata-cadmio es de aproximadamente la mitad del de níquel-cadmio.

La tensión suministrada por estos acumuladores es igualmente de 1,3 V, y el mantenimiento de la carga es excelente aun después de largos períodos de inactividad.

Alojamiento de las pilas o acumuladores en un aparato

No creemos necesario informar sobre el alojamiento de las pilas o acumuladores en un aparato puesto que es de sobras conocido. Basta indicar que el aparato dispone de unos contactos: una pequeña plaquita metálica a la que se conecta el positivo de la pila o acumulador, y un muelle que hace contacto con el negativo, el cual además cumple la función de elemento de presión para mantener un contacto eléctrico seguro así como la fijación mecánica de las pilas o acumuladores.

Se disponen tantas pilas o acumuladores en serie como sea necesario para alcanzar la tensión normal de funcionamiento del aparato (3, 6, 9 y 12 V son las tensiones más normales, aunque existan otras).

No es usual la conexión en paralelo de pilas o acumuladores para obtener una mayor intensidad, pues basta con que no posean igual tensión eléctrica, por pequeña que sea la diferencia, para que la de mayor tensión se descargue sobre la de menor tensión. Si el aparato es de elevado consumo, lo que se hace es recurrir a la utilización de pilas de mayor tamaño (LR20 por ejemplo).

ALIMENTACIÓN POR FUENTE DE ALIMENTACIÓN EXTERNA

Todo receptor de radio, al igual que cualquier circuito electrónico, necesita una fuente de alimentación de corriente continua para su correcto funcionamiento. Lógicamente, no es posible alimentar di-

rectamente el receptor mediante la red de suministro eléctrico, primero porque es corriente alterna y, en segundo lugar, porque la tensión de la red es de 125 o 220 V, muy superior a la que requiere el funcionamiento del aparato.

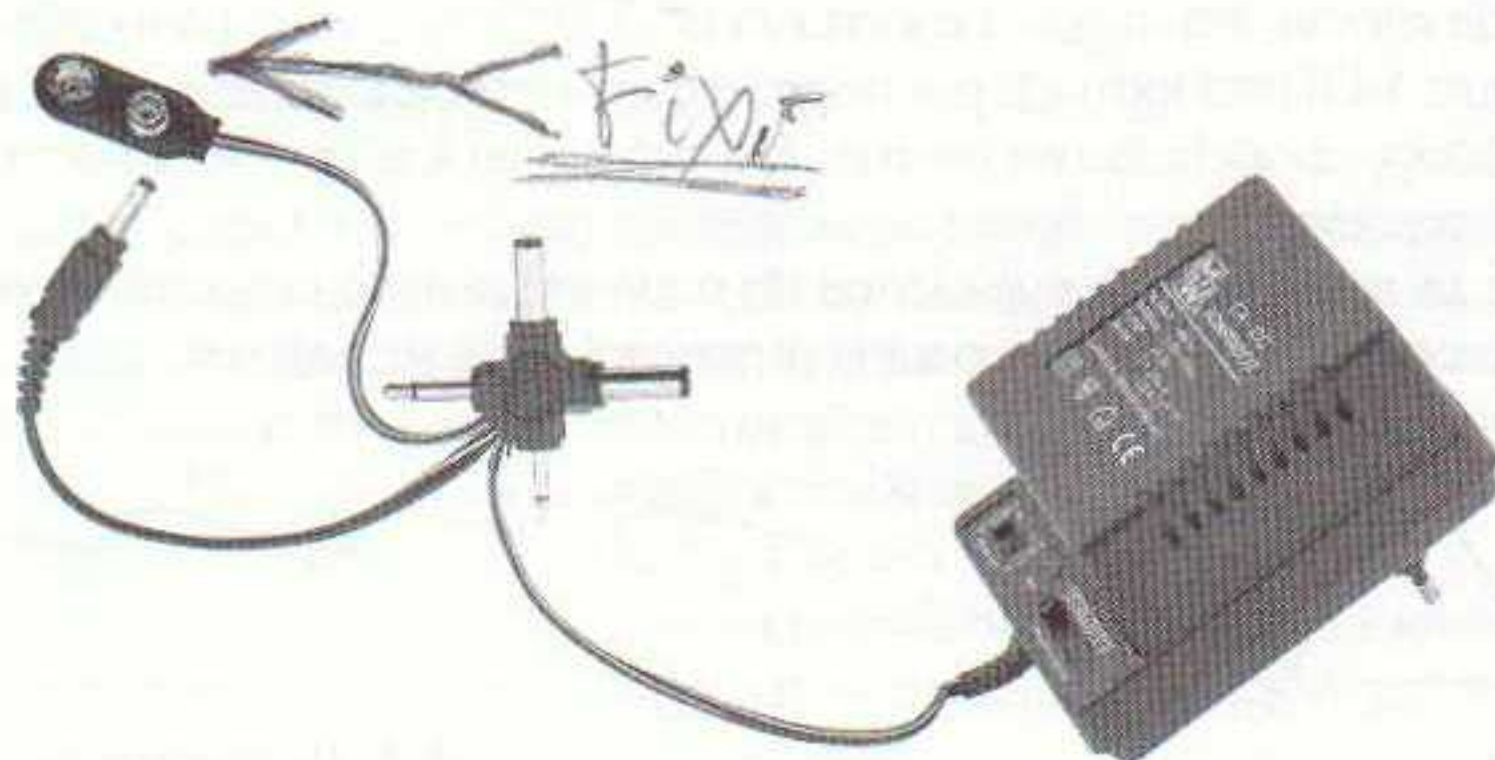
Para alimentar el receptor mediante la red, se debe someter a la corriente de ésta a un proceso de conversión que se puede dividir en las siguientes etapas:

1. Transformación de la alta tensión de 125 o 220 V en una tensión de valor adecuado al funcionamiento del receptor.
2. Rectificación de la BT obtenida en el paso anterior, que convierta la c.a. de 50 Hz (o 60 Hz en algunos países de América) en c.c.
3. Filtrado, para que la c.c. obtenida tenga la mínima ondulación.
4. Regulación de la tensión de salida (opcional, pero muy extendida hoy en día), que mantenga el valor de dicha tensión dentro de unos márgenes de variación muy estrechos, es decir, constante en el tiempo.

Todos estos procesos se llevan a término en el circuito de alimentación, el cual puede estar incluido dentro del propio receptor o ser externo a él.

Fuentes de alimentación externas

Las fuentes de alimentación externas son aparatos con una doble conexión: una a la red eléctrica, mediante clavija, y otra al aparato, mediante un pequeño conector tipo jack. Es muy usual que este último sea múltiple (normalmente cuatro conectores dispuestos en cruz), ya que son varias las hembrillas normalizadas para la conexión de los receptores a la red. En la figura 14.6 se ha dibujado el aspecto de una de estas fuentes de alimentación externas.



14.6 Aspecto de una fuente de alimentación externa.

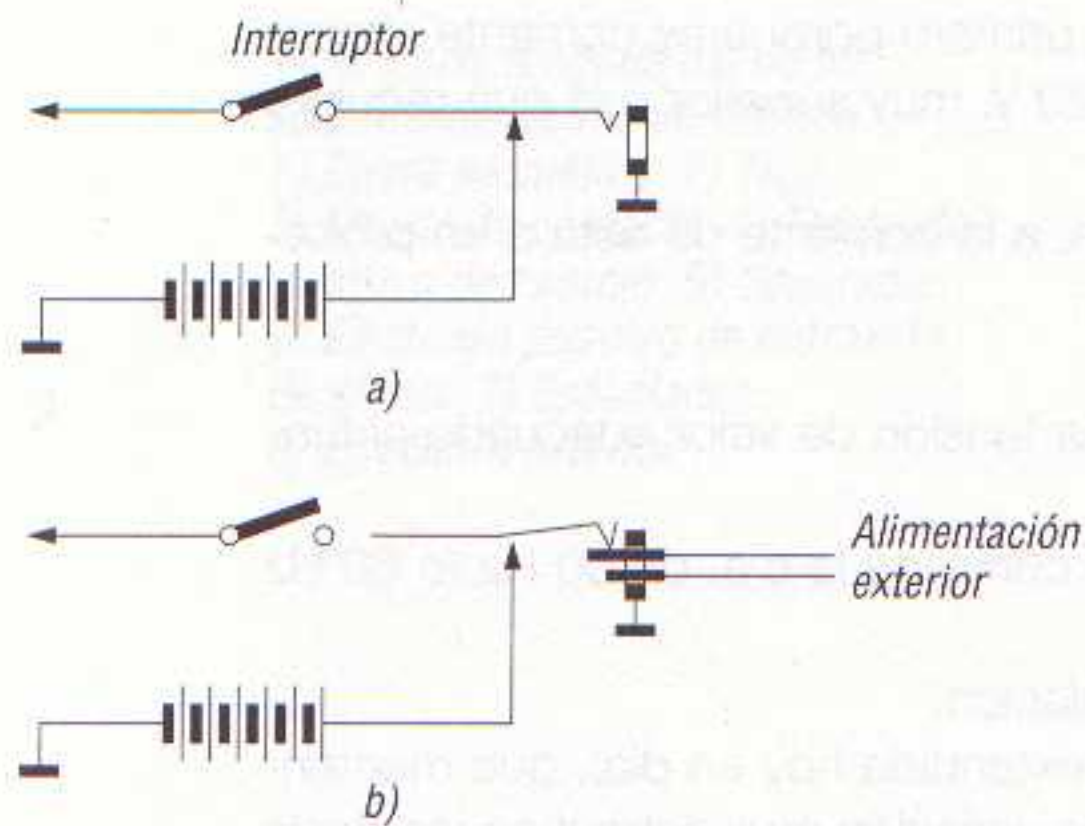
Estas fuentes de alimentación se emplean en aparatos receptores pequeños y de bajo precio que no disponen de etapa de alimentación propia, bien por cuestiones de espacio o de precio. Lógicamente, estos receptores precisan de una entrada a la que se conecta dicha fuente de alimentación externa y que, al mismo tiempo, desconecta sus circuitos de la alimentación por pilas.

Se trata de una hembrilla tipo jack, a la que se conecta el macho de salida de corriente de la fuente de alimentación externa.

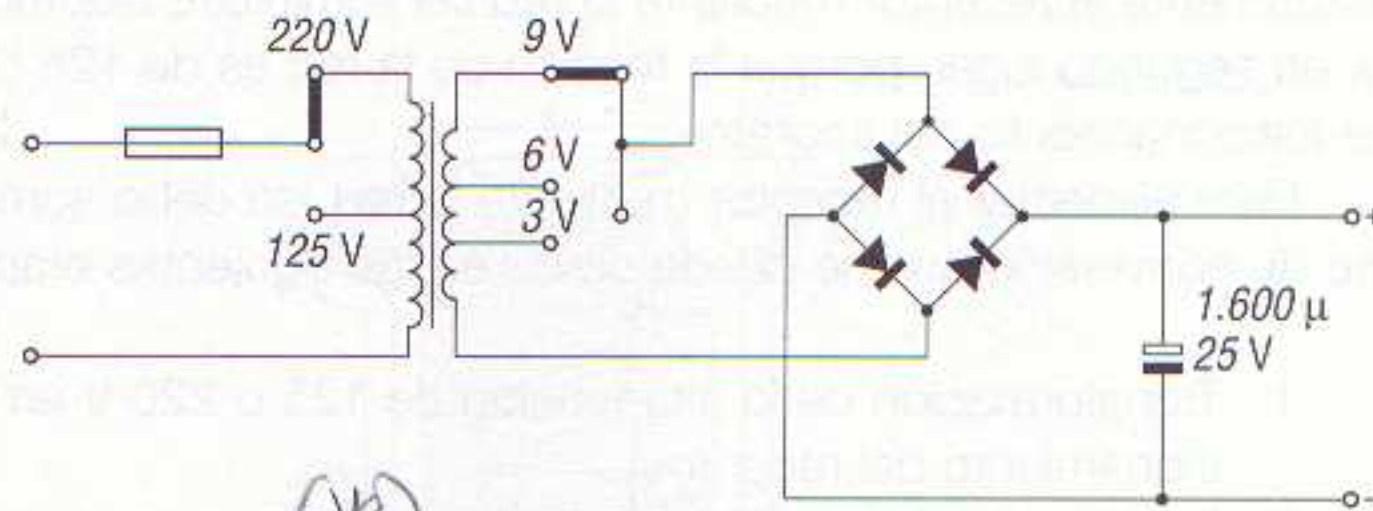
Al introducir la clavija en la hembrilla, automáticamente queda fuera de servicio la alimentación por pilas, restaurándose al extraer la citada clavija (figura 14.7).

En el esquema de la figura 14.7a la alimentación es mediante pilas o acumuladores, mientras que en la figura 14.7b la clavija tipo jack desconecta la batería de pilas o acumuladores y deja pasar hacia los circuitos del receptor la tensión continua proporcionada por el convertidor externo.

En la figura 14.8 se ha dibujado el esquema de una fuente de alimentación de esta clase. Consta de un transformador cuyo primario tiene una toma intermedia para conectar a 125 V. La selección de la tensión de entrada (125 o 220 V) se realiza mediante un conmutador deslizante o rotativo.



14.7 Alimentación mixta de receptores de radio. a) Mediante pilas o acumuladores. b) Mediante fuente de alimentación externa.



14.8 Esquema de una fuente de alimentación externa para radioreceptores.

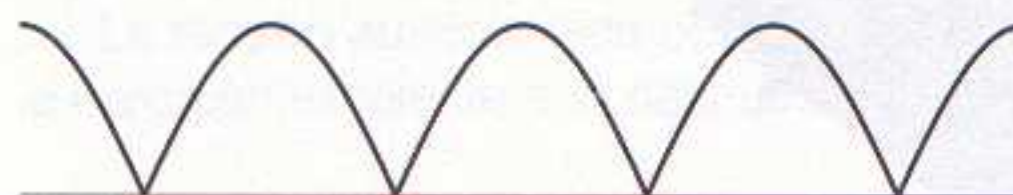


Una de las fases de entrada de la c.a. está protegida mediante un fusible adecuado a la intensidad de corriente que circulará por el primario.

El secundario dispone de varias tomas intermedias, lo cual permite seleccionar, mediante un segundo conmutador deslizante o rotativo, la tensión de salida (en el circuito de la figura 14.8 las tensiones que pueden seleccionarse del secundario son 3, 6 y 9 V, aunque existen modelos que permiten seleccionar algunas más).

La BT de salida sigue siendo alterna, por lo que a continuación se dispone una etapa rectificadora, que en el esquema de la figura 14.8 está formada por cuatro diodos rectificadores en puente; pero también se diseñan con dos diodos conectados en *push-pull*, e incluso, en fuentes de alimentación de muy baja calidad, con un único diodo.

En la salida del rectificador se tiene una c.c. cuya forma de onda es similar a la que se muestra en la figura 14.9, por lo que tampoco es adecuada para la alimentación de receptores.



14.9 Forma de onda de la tensión a la salida del rectificador de la figura 14.8, sin condensador de filtro.



14.10 Al añadir el condensador, la tensión continua de salida se aplana por la descarga de éste.

Para obtener una tensión continua lo más pura posible se añade un filtro, consistente en un simple condensador electrolítico de elevada capacidad (unos 1.600 μF son suficientes), con lo cual se obtiene una tensión de salida cuya forma de onda es la que se muestra en la figura 14.10.

Muchas de estas fuentes disponen, además, de un conmutador de la polaridad de salida y de un indicador LED que permite advertir del funcionamiento correcto de la fuente.

Fuentes de alimentación internas

El diseño de una fuente de alimentación interna no difiere de las externas en lo que respecta a la conversión de la corriente alterna en continua; es decir, en esta función los circuitos utilizados son prácticamente los mismos de la figura 14.8, con la única diferencia de no precisar conmutador de tensiones en el secundario (si en el primario), ya que está diseñada para la tensión normal de funcionamiento del receptor, aunque se suelen añadir circuitos reguladores de tensión que hacen aún más uniforme la forma de onda de tensión continua de salida.

De acuerdo con esto, a continuación se estudian las partes constituyentes de una fuente de alimentación, válidas tanto para las externas como para las internas.

Fusible de protección

El *cortacircuito fusible* protege al aparato contra sobretensiones peligrosas, sobre todo las debidas a un error en la selección de la tensión de alimentación. Asimismo, si debido a un cortocircuito en el aparato se produce un paso excesivo de corriente, el fusible se funde y corta el paso de corriente hacia el primario del transformador, con lo cual éste queda sin alimentar y el aparato deja de funcionar.

El fusible siempre debe disponerse en el primario del transformador de alimentación, pues si se dispone en el secundario protegerá el receptor, pero no el transformador, ante un error en la conexión del primario a una tensión por encima de la que puede soportar.

Los fusibles utilizados en las fuentes de alimentación consisten en un pequeño tubo de vidrio con dos caperuzas metálicas, una en cada extremo, que están unidas por un fino hilo de material fusible, es decir, que se funde al alcanzarse en él cierta temperatura. El hilo está dispuesto dentro del tubo de vidrio, con lo cual se evita su rotura por una manipulación indebida (figura 14.11).



14.11 Cortacircuito fusible con envoltura protectora de vidrio.

La intensidad de corriente nominal de un fusible, a la cual éste se funde, depende de las características de la aleación y de la sección del hilo fusible utilizado en su fabricación. Los pequeños fusibles tubulares de cristal se fabrican en diferentes valores normalizados, siendo los más utilizados en la protección de fuentes de alimentación para receptores de radio los de 100, 125, 160, 200, 250, 400 y 500 mA, aunque en aparatos de gran potencia se pueden utilizar fusibles con mayor intensidad de corriente nominal (0,1 y 1 A, por ejemplo).

Un factor muy importante es la rapidez de respuesta del fusible, es decir, el tiempo que tarda en fundirse. A este respecto cabe decir que los fusibles se clasifican en tres grupos, según la norma DIN 41.571:

- *Fusibles rápidos.*
- *Fusibles semilentos.*
- *Fusibles lentos.*

Los *fusibles rápidos*, como su nombre indica, son aquellos que se funden con gran rapidez en cuanto se supera en cierto grado la intensidad de corriente para la que están fabricados. El tiempo de fusión, sin embargo, no es instantáneo, sino que depende en gran parte del valor de la intensidad de corriente que por ellos circula.

Si la intensidad de corriente que circula por el fusible es igual a la nominal del mismo (indicada en su cápsula), el fusible no sufre alteración alguna.

Si la intensidad de corriente que circula por el fusible es igual a 1,5 veces el valor nominal del mismo, el fusible, aunque se calienta, tarda una hora en fundirse.

Si la intensidad de corriente que circula por el fusible es el doble que la correspondiente a su valor nominal, el fusible se funde en dos minutos.

Si la intensidad de corriente supera en cuatro veces el valor nominal, el fusible se funde antes de 0,3 segundos.

Si la intensidad de corriente que circula por el fusible es 10 veces superior al de su intensidad nominal, el fusible se funde en un tiempo inferior a 0,02 segundos.

En los *fusibles semilentos*, el tiempo de fusión es más lento que en los anteriores a igualdad de intensidad de corriente eléctrica que circule por ellos.

Sus características son las siguientes: cuando circula por él una intensidad de corriente cuyo valor sea igual al nominal del fusible, éste permanece inalterable.

Si la intensidad de corriente que circula por el fusible es igual a 1,5 veces la intensidad nominal, la fusión se produce algo después de una hora.

Si la intensidad de corriente que circula por el fusible es el doble del valor nominal, el fusible se funde algo después de dos minutos.

Si la intensidad de corriente supera en cuatro veces al valor nominal, el fusible se funde en dos segundos.

Finalmente, si la intensidad de corriente que circula por el fusible es 10 veces superior a su valor nominal, el fusible se funde en 0,07 segundos.

En los *fusibles lentos*, el tiempo de fusión es aun más largo que en los anteriores a igualdad de intensidad de corriente eléctrica que circule por ellos.

Sus características son las siguientes:

Para un paso de corriente igual al nominal, el fusible permanece inalterable.

Si la intensidad de corriente supera en 1,5 veces el valor nominal, el fusible, aunque se calienta, tarda bastante más de una hora en fundirse.

Si la intensidad de corriente que circula por el fusible posee un valor doble que el nominal, el fusible se funde mucho después de dos minutos.

Si la intensidad de corriente es cuatro veces superior a la nominal, el tiempo que tarda este fusible en fundirse es de tres segundos.

Finalmente, si la intensidad de corriente supera en 10 veces el valor nominal, el tiempo de fusión es de 0,3 segundos.

Los valores indicados en las líneas anteriores son meramente orientativos, ya que pueden variar notablemente de uno a otro tipo de fusible del mismo grupo, por lo que deben consultarse los catálogos de los fabricantes de fusibles para poder elegir aquel que mejor se adapte a cada necesidad.

Otro concepto muy importante que debe considerarse en los fusibles es la denominada *tensión nominal del fusible*.

Se denomina tensión nominal de un fusible aquella tensión que teóricamente puede soportar, sin que se produzca un arco o chispa entre los culotes extremos del fusible, una vez fundido.

Cuanto mayor sea la distancia entre los culotes del fusible, mayor podrá ser el valor de tensión que soporte sin que se produzca el arco. El valor al cual se produce el arco recibe pues el nombre de tensión nominal.

En electrónica la tensión nominal de los fusibles es, en general, de 250 V, pudiéndose utilizar estos fusibles en cualquier aparato alimentado por una fuente de alimentación que proporcione una tensión inferior a este valor.

Transformador

Los tres parámetros que deben considerarse para elegir un transformador para fuente de alimentación son: su *tensión de secundario*, su *potencia* y su *factor de regulación*.

La tensión del secundario siempre se indica en valor eficaz (RMS) a plena carga de potencia, mientras que la potencia se indica en voltioamperios (VA) o en vatios (W).

Cuando al secundario no se conecta carga alguna, la tensión del secundario aumenta en un valor que viene determinado por el *factor de regulación*. Así, un transformador que proporciona 12 V eficaces en el secundario cuando trabaja a plena carga, y que posee un factor de regulación del 10 % (valor éste bastante normal en los transformadores de alimentación), aumenta su tensión de secundario hasta 13,2 V cuando se desconecta la carga.

No debe confundirse la tensión eficaz de salida del secundario (V_{RMS}) con la tensión continua de salida de la fuente de alimentación una vez rectificadas (V_{CC}), la cual es igual a:

$$V_{\text{CC}} = \sqrt{2} V_{\text{RMS}} = 1,41 V_{\text{RMS}}$$

cuando se utilizan rectificadores en puente, y de:

$$V_{CC} = \frac{1}{\sqrt{2}} V_{RMS} = 0,707 V_{RMS}$$

cuando se utilizan rectificadores con dos diodos y transformador con toma central.

Para la elección del transformador idóneo para una fuente de alimentación debe tenerse presente, además, las caídas de tensión que se producirán en los diodos rectificadores, que son de unos 600 mV en los de montaje en *push-pull* y el doble (1,2 V aproximadamente) en los rectificadores en puente.

El proceso a seguir para la elección del transformador será, pues, el siguiente:

1. Se decide el valor de la tensión continua de alimentación del circuito y la corriente que circulará por el mismo, con lo cual se determina la potencia que debe suministrar el transformador en su secundario. Así, por ejemplo, supóngase que se desea alimentar un receptor de radio con una tensión de 18 V y se sabe que la intensidad de corriente nominal del aparato con esta tensión de alimentación es de 500 mA. La potencia que debe suministrar el transformador será, por tanto, de 9 VA. Éste será el valor mínimo de potencia que debe suministrar el transformador.
2. La tensión que se ha utilizado en el cálculo anterior es la tensión continua de alimentación (V_{CC}) del aparato, por lo que el siguiente paso es determinar qué caída de tensión se produce en los diodos rectificadores. Si se utiliza puente rectificador, esta caída de tensión es de unos 1,2 V, por lo que el transformador debe suministrar una tensión de pico de 19,2 V.
3. La tensión eficaz del secundario, correspondiente a una tensión de pico de 19,2 V, es de:

$$V_{RMS} = \frac{V_M}{\sqrt{2}} = \frac{19,2 \text{ V}}{1,41} = 13,58 \text{ V}$$

Ésta es la tensión eficaz del secundario con carga. Sin carga, teniendo presente el factor de regulación del transformador (un 10 %), la tensión eficaz del secundario será igual a:

$$V_{RMS} = 13,58 \text{ V} + \frac{10 \times 13,58 \text{ V}}{100} = 14,94 \text{ V}$$

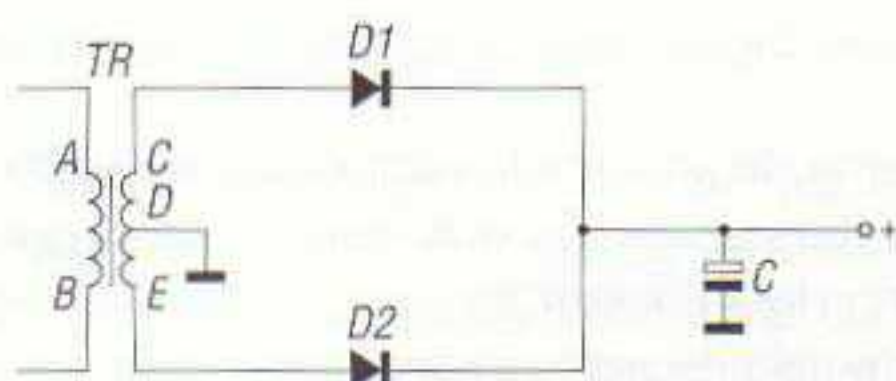
Se utilizará, por tanto, un transformador que proporcione 15 V en su secundario en vacío, con una potencia nominal de, al menos, 9 VA.

Los transformadores de alimentación pueden ser del tipo convencional o toroidal. Los de tipo toroidal son más pequeños de tamaño, tienen menos peso y la radiación magnética es más reducida, pero presentan el inconveniente de generar picos de corriente en el arranque bastante elevados, por lo que han de estar protegidos en su primario mediante fusibles adecuados antipico.

Rectificador en push-pull

En la figura 14.12 se ha dibujado el esquema de un circuito rectificador con dos diodos rectificadores conectados en *push-pull*.

Se trata de una etapa rectificadora bifásica de media onda, cuyo funcionamiento es como sigue: al primario del transformador TR, reductor de tensión, se aplica la c.a. de la red; el secundario po-



14.12 Etapa de alimentación con dos diodos rectificadores y condensador de filtro.

see una toma central, de forma que el diodo $D1$, conectado por su ánodo al terminal C , rectifique la tensión alterna que aparece entre los puntos C y D , y el diodo $D2$ la tensión alterna que aparece entre E y D . Los cátodos de ambos diodos están unidos entre sí, obteniéndose en este punto una tensión cuya forma de onda es, sin condensador de filtro, la que se muestra en la figura 14.9.

La tensión en el secundario, durante el primer semiperíodo, es positiva en el punto C con respecto al D y doblemente positiva con respecto al E ; es decir, entre los terminales C y D aparece una tensión $V_s/2$ y entre los terminales C y E una tensión V_s . En esta circunstancia, el diodo $D1$ permite el paso de la corriente desde C hacia el circuito del receptor y desde éste a la toma central D a través de masa. El diodo $D2$ no permite, en este caso, el paso de la corriente de C a E por encontrarse conectado en oposición a dicho paso de corriente.

Durante el segundo semiperíodo, es el terminal E el que es positivo con respecto al D y doblemente positivo con respecto al C . Es ahora, pues, el diodo $D2$ quien permite el paso de la corriente, encaminándose ésta hacia el terminal D a través del circuito del receptor. $D1$ permanece ahora bloqueado por estar polarizado inversamente.

Tanto en uno como en otro caso, es decir, tanto cuando es $D1$ el que permite el paso de la corriente como cuando es $D2$, la corriente siempre tiene el mismo sentido: hacia el terminal D a través del receptor.

Rectificador en puente

El rectificador en puente o de onda completa presenta unas características técnicas muy superiores a los de media onda, ya que en él se rectifican todas las fases.

La desventaja, con respecto al rectificador con diodos en *push-pull*, se encuentra en la necesidad de utilizar dos diodos rectificadores por fase, es decir, el doble de elementos rectificadores, además de la necesidad de que los diodos posean una resistencia directa de valor reducido.

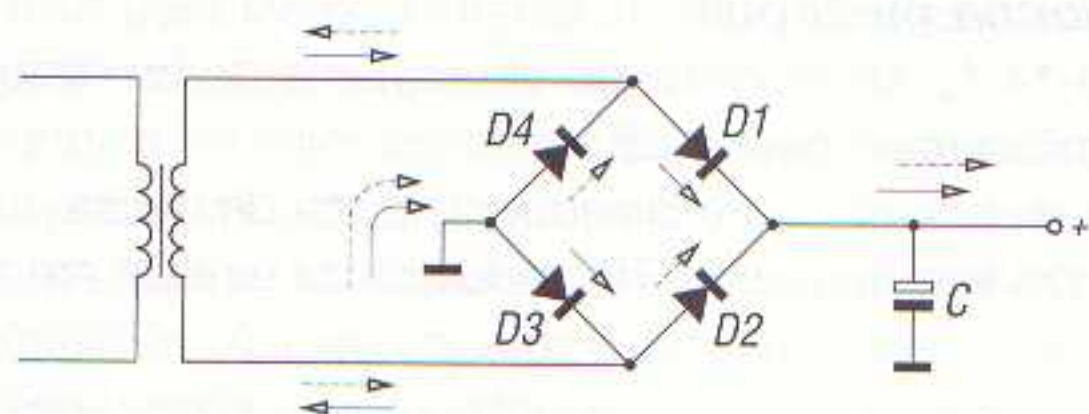
Sin embargo, todo ello queda compensado por numerosas ventajas, entre las que destacan por su importancia:

- La tensión inversa (V_R) que soporta cada elemento rectificador tiene la mitad de valor respecto a la que soportan los diodos del circuito rectificador estudiado en el apartado anterior, ya que en los semiciclos de bloqueo quedan dos diodos conectados en serie y en oposición con respecto a la tensión aplicada.
- Aunque se utilicen más elementos rectificadores que en el anterior, y a primera vista parezca que es más caro, ocurre que el menor precio del transformador de alimentación compensa sobradamente este aumento, ya que el secundario puede tener un número de espiras menor y los aislamientos entre devanados pueden ser de inferior calidad.

El pequeño inconveniente de la utilización de cuatro diodos queda resuelto mediante el empleo de puentes rectificadores dispuestos en una misma cápsula.

El circuito rectificador de onda completa, también denominado *rectificador en puente de Graetz* o simplemente *rectificador en puente*, soluciona el problema planteado por el rectificador de media onda.

14.13 Circuito rectificador en puente con condensador de filtro.



En la figura 14.13 se puede ver el esquema de un circuito rectificador de onda completa.

El principio de funcionamiento de este circuito es como sigue: supongamos que en el primer semiperíodo el terminal superior del secundario del transformador es positivo con respecto al terminal inferior. En esta circunstancia, la corriente sale de este terminal y se encamina a través del dio-

do $D1$, que le permite el paso ($D4$ se opone) hacia el circuito del receptor. En la figura 14.13 se ha representado esta circunstancia con flechas de trazo continuo.

Como se puede observar en el esquema de la figura 14.13, éste es el único camino que puede seguir la corriente, puesto que $D4$ y $D2$ le bloquean el paso.

Después de atravesar el circuito del receptor, la corriente se dirige hacia el terminal inferior del secundario del transformador a través de $D3$ y masa, que al igual que $D1$ le permite el paso.

En el siguiente semiperíodo, el terminal inferior es positivo con respecto al superior. La corriente, representada por flechas a trazos en la figura 14.13, sale del terminal inferior y se encamina hacia el receptor a través del diodo $D2$ (que es el único que le permite el paso, puesto que $D3$ y $D1$ están en oposición con respecto a ella).

Durante este segundo semiperíodo, la corriente circula por el receptor en el mismo sentido que durante el primer semiperíodo; por tanto, por el receptor circula una corriente continua pulsante.

Después de atravesar el receptor, la corriente del segundo semiperíodo se dirige hacia el terminal superior a través de masa y el diodo $D4$.

En sucesivos periodos de la c.a. se repite todo el ciclo descrito.

Al igual que en el caso del rectificador en *push-pull*, la forma de onda de la tensión de salida no es continua pura, por lo que es preciso conectar en paralelo con el circuito del receptor un condensador electrolítico de elevada capacidad que alise la corriente de salida.

Condensador de filtro

La tensión que se obtiene del rectificador es continua, puesto que no cambia de sentido, aunque presenta un curso senoidal (figura 14.9) que no es adecuado para la alimentación de un receptor.

Para alisar la tensión de salida, se dispone en derivación con el circuito del receptor, es decir, entre el punto de unión de los cátodos de los diodos rectificadores y masa, un condensador electrolítico C de elevada capacidad (figuras 14.12 y 14.13).

El alisado de la corriente por el condensador se produce de la siguiente forma: durante el crecimiento del primer semiciclo rectificado, el condensador se carga hasta alcanzar entre sus placas la tensión de pico de la tensión rectificada. Al llegar el semiciclo a su valor de pico, la tensión comienza a descender, por lo que el condensador se descarga.

Esta descarga no se puede efectuar a través de los diodos, ya que éstos se encuentran conectados en oposición a la tensión del condensador, por lo que la descarga deberá hacerse forzosa-mente sobre el circuito del receptor.

Dado que el circuito del receptor presenta una cierta resistencia al paso de la corriente, la descarga del condensador no se realiza instantáneamente, sino según la constante de tiempo:

$$\tau = RC$$

donde R es el valor de la resistencia que opone el receptor al paso de la corriente.

Como la resistencia del receptor es invariable, lo único que puede modificarse en dicha igualdad para cambiar el valor de τ es el valor de C .

Si se elige para C un valor de capacidad elevado, el tiempo de descarga se prolonga, haciendo que la tensión entre sus placas descienda muy lentamente de valor.

Antes de que se alcance un valor determinado, los diodos rectificadores inician una nueva carga del condensador, con lo cual éste vuelve a alcanzar entre sus placas el valor de pico.

Como consecuencia de este proceso, en el condensador la tensión adquiere una forma similar a la dibujada en la figura 14.10, la cual se acerca más a la tensión continua pura.

En resumen, cuanto mayor sea la capacidad del condensador, mayor será la constante de tiempo de la descarga y más lentamente se descargará éste, mejorándose la forma de onda de la tensión de salida.

En algunos casos se disponen dos condensadores iguales conectados en derivación, doblándose así la capacidad del filtro y aumentando la constante de tiempo de la descarga.

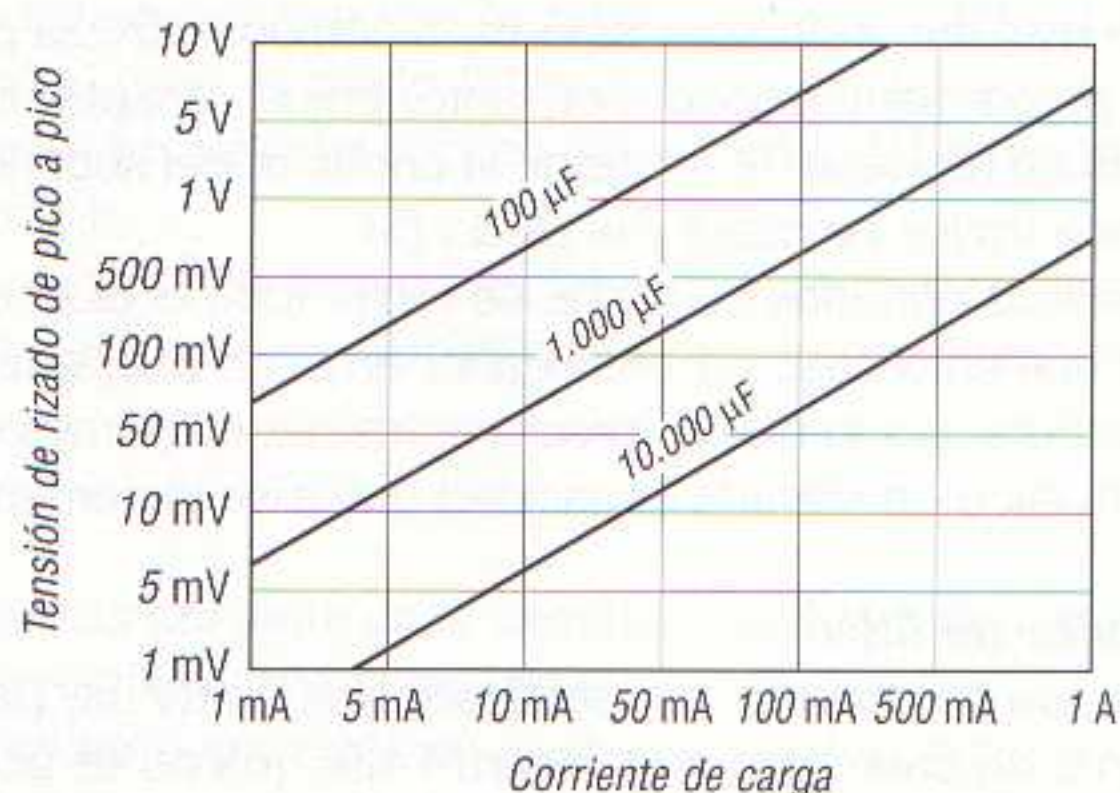
Para la elección del condensador de filtro se han de tener en cuenta dos parámetros: la *tensión de trabajo* (que debe ser superior al valor de la tensión de pico de la onda rectificada), y su *capaci-*

dad, que determina el valor de la tensión de rizado que aparece en la salida de c.c. cuando el circuito suministra corriente.

En los rectificadores de onda completa que trabajan con frecuencias de red de 50 o 60 Hz, una corriente de carga de 100 mA causa un rizado de unos 700 mV de pico a pico cuando se emplea un condensador de 1.000 μF .

Este valor de rizado de pico a pico representa la diferencia entre el valor más alto y el más bajo de la tensión continua de salida, y es directamente proporcional a la corriente de carga e inversamente proporcional a la capacidad del condensador, tal y como se puede comprobar en la figura 14.14 para tres capacidades distintas de condensador de filtro.

14.14 Tensión de rizado de pico a pico en función de la corriente de carga, para tres condensadores electrolíticos de filtro.



Si la tensión de rizado es muy elevada, se produce un zumbido en el receptor cuya frecuencia es de 100 o 120 Hz (el doble del valor de la frecuencia de red). Por este motivo se aconseja que el rizado se mantenga por debajo de 1,5 V de pico a pico en condiciones de carga completa.

Si el condensador de filtro no es suficiente para mantener una tensión de rizado por debajo de este valor, entonces se recurre a circuitos estabilizadores y reguladores de tensión, los cuales la reducen en un factor de unos 60 dB.

ESTABILIZACIÓN Y REGULACIÓN DE LA TENSIÓN DE ALIMENTACIÓN

Los circuitos de alimentación descritos en los párrafos anteriores no proporcionan una tensión continua estable, debido a las posibles subidas y bajadas de la tensión de red o a un filtrado insuficiente, ya que por elevada que sea la capacidad del condensador de filtro siempre aparece en la salida del circuito un rizado que puede traducirse en un ligero zumbido de fondo en el altavoz, que hace molesta la audición. Téngase presente que cualquier variación de la tensión continua de polarización de los transistores puede quedar amplificadas y reproducidas en el altavoz, sobre todo si dichas variaciones son debidas a la ondulación de 100 Hz causada por un mal filtrado de la c.c. proporcionada por el rectificador.

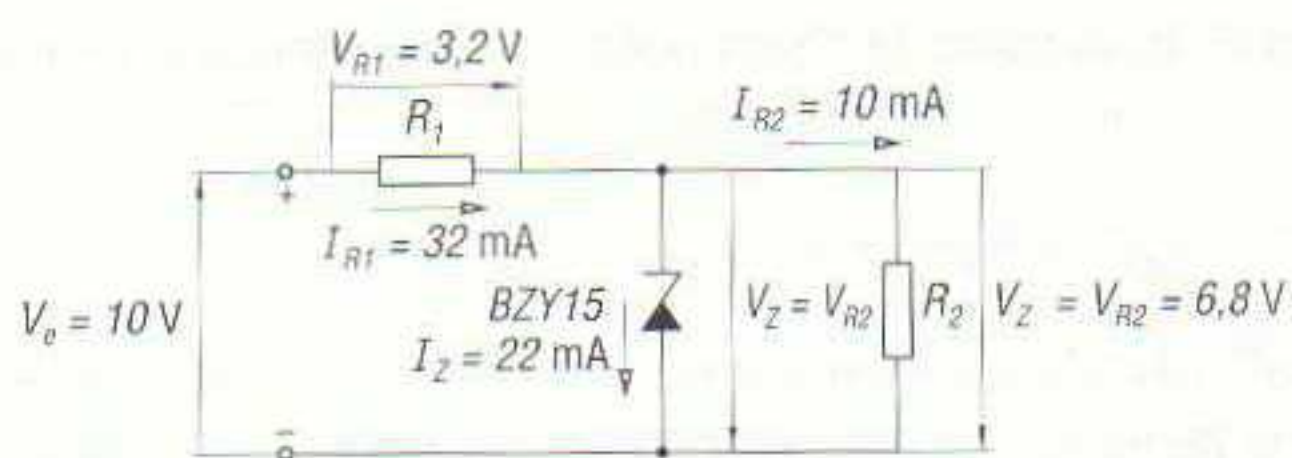
Para evitar esto, en los receptores de cierta calidad se recurre a añadir, después del condensador de filtro, un circuito estabilizador o regulador de tensión.

Regulador de tensión con diodo Zener

La figura 14.15 corresponde al esquema de un circuito regulador de tensión con diodo Zener. En él, R_1 es una resistencia en serie con el regulador y R_2 la resistencia de carga, es decir, la resistencia propia del receptor.

Al conectarse el conjunto a una fuente de c.c. que presente variaciones de tensión y, por lo tanto, de la intensidad de corriente que suministra, comprendidas entre un valor máximo $I_{\text{máx}}$ y un valor mínimo $I_{\text{mín}}$, la corriente que circula por el diodo Zener experimenta unas variaciones:

$$\Delta I_Z = I_{\text{máx}} - I_{\text{mín}}$$



14.15 Circuito estabilizador de tensión con diodo Zener.

La tensión de entrada (V_e) varía conjuntamente con las variaciones de corriente en un valor ΔV_e . Cuando esta variación alcanza el valor de la tensión de Zener (V_Z), se produce la ruptura y el diodo pasa a ser conductor, por lo que se estabiliza la tensión entre sus terminales.

Cuando la tensión de entrada se estabiliza, el diodo vuelve al estado de bloqueo.

En resumen, el diodo Zener actúa como un interruptor automático, que deja pasar la corriente solamente cuando la tensión de alimentación alcanza valores peligrosos para el buen funcionamiento del receptor.

Como ejemplo de cálculo de un circuito estabilizador con diodo Zener, a continuación se desarrolla el del circuito de la figura 14.15, en el cual se utiliza el diodo Zener BZY15, cuyas características técnicas a 45 °C son:

Corriente Zener máxima admisible (I_Z): 55 mA.

Tensión Zener (V_Z) para $I_Z = 50$ mA: 6,8 V.

Resistencia Zener (r_Z) para $I_Z = 50$ mA: 1,4 Ω .

Potencia de disipación (P_D): 400 mW.

Si la tensión V_e proporcionada por la fuente de alimentación es de 10 V, la tensión en la resistencia de carga (es decir, la tensión de alimentación del receptor), sin el diodo Zener, será:

$$V_{R2} = \frac{V_e R_2}{R_1 + R_2} = \frac{10 \text{ V} \times 680 \Omega}{100 \Omega + 680 \Omega} = 8,717 \text{ V}$$

Al conectar el diodo Zener en derivación con el receptor, la tensión aplicada a éste pasa a ser de 6,8 V, es decir, $V_{R2} = V_Z$.

La tensión en la resistencia R_1 , de 100 Ω , será ahora la diferencia entre la tensión de alimentación de 10 V y los 6,8 V del diodo Zener:

$$V_{R1} = V_e - V_Z = 10 \text{ V} - 6,8 \text{ V} = 3,2 \text{ V}$$

La corriente que circula por la resistencia R_1 vale ahora:

$$I_{R1} = \frac{V_{R1}}{R_1} = \frac{3,2 \text{ V}}{100 \Omega} = 32 \text{ mA}$$

La corriente que circula por el receptor (de 680 Ω) es:

$$I_{R2} = \frac{V_{R2}}{R_2} = \frac{6,8 \text{ V}}{680 \Omega} = 10 \text{ mA}$$

Y la corriente que circula por el diodo Zener será la diferencia entre ambas:

$$I_Z = I_{R1} - I_{R2} = 32 \text{ mA} - 10 \text{ mA} = 22 \text{ mA}$$

La corriente de Zener se encuentra, pues, bastante por debajo del valor máximo admisible por el componente (55 mA).

El valor de la resistencia limitadora R_1 de la figura 14.15 se puede determinar con la fórmula (válida para cualquier circuito):

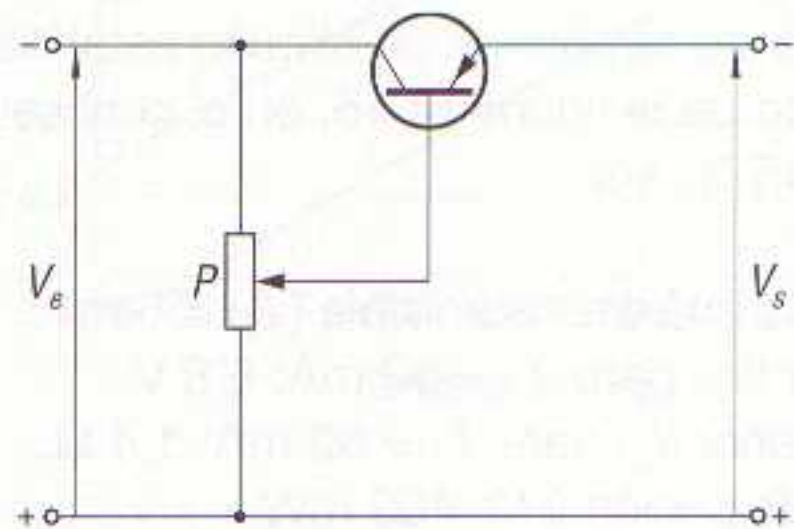
$$R_1 = \frac{V_e - V_Z}{I_{R2} + I_Z}$$

donde I_Z es el valor de la corriente de Zener cuando no se conecta carga alguna al circuito.

Regulador de tensión transistorizado

En la figura 14.16, se muestra el esquema de un transistor cuyo colector está conectado al polo negativo de una fuente de alimentación de c.c. El potenciómetro P está conectado entre ambos polos y desde su cursor se polariza la base del transistor, ya que de esta forma actúa como dos resistencias divisoras de tensión cuyos valores pueden variar según la posición del cursor.

14.16 Un transistor conectado en serie con un circuito de c.c. actúa como una resistencia variable en serie.

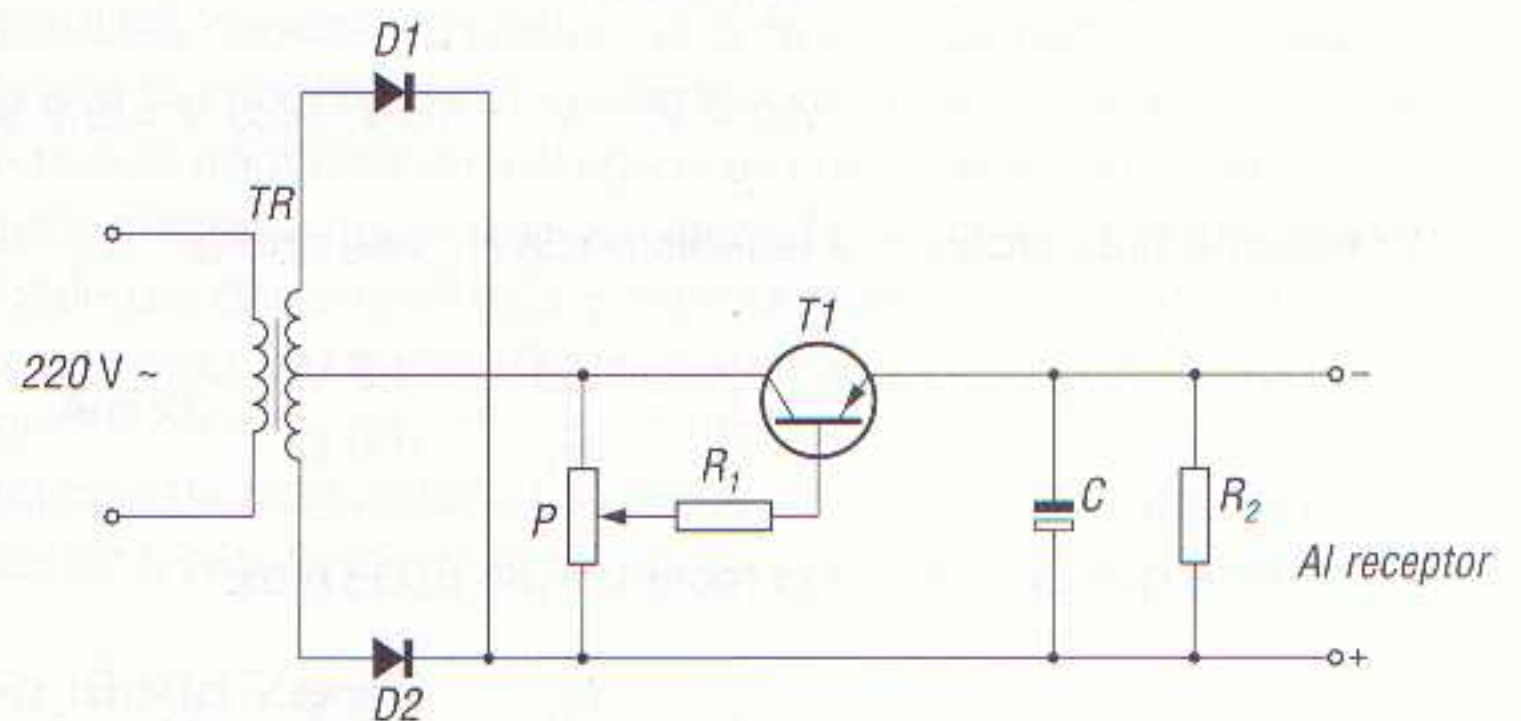


La polarización de la base del transistor afecta a la intensidad de corriente colector-emisor, por lo que modificando la posición del cursor se dispone de un sistema en el que puede hacerse variar la intensidad que circula entre colector y emisor.

Por otro lado, se tiene que el circuito colector-emisor del transistor está en serie con el circuito del receptor, por lo que el transistor puede compararse con una resistencia variable en serie con el receptor.

En la figura 14.17 se ha dibujado el esquema completo de una fuente de alimentación con regulador de tensión transistorizado.

14.17 Fuente de alimentación con regulador de tensión transistorizado.



La fuente de alimentación está formada por un transformador reductor de tensión y un rectificador en *push-pull*. El polo negativo se aplica al colector del transistor, correspondiendo el emisor al terminal de salida del regulador que se conecta al receptor.

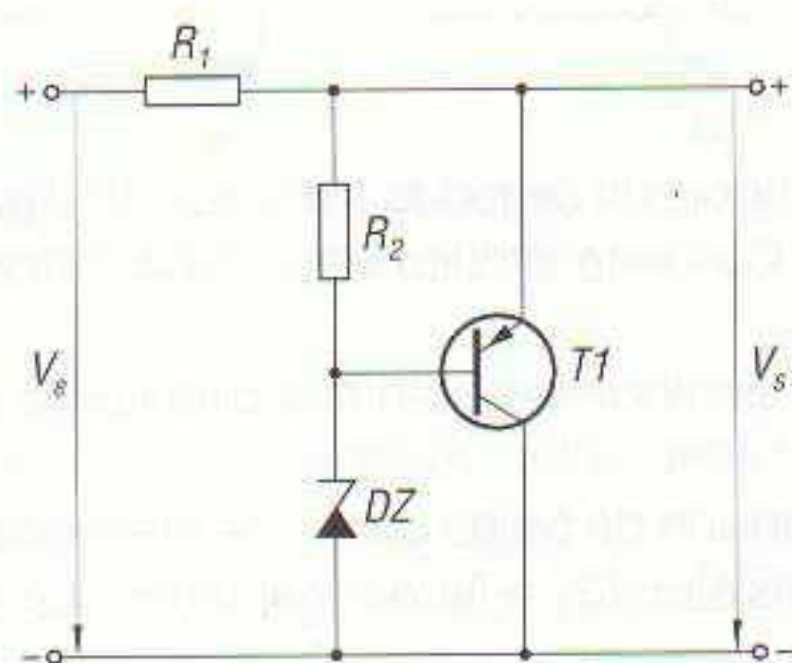
Aunque en este esquema se ha dispuesto un potenciómetro P para la regulación de la corriente, en la práctica dicho potenciómetro se sustituye por dos resistencias en serie, cuyo punto de unión se conecta a la base del transistor a través de R_1 .

Cualquier variación de la tensión proporcionada por el rectificador repercute en la polarización de base, haciendo que aumente o disminuya la corriente colector-emisor y, como consecuencia, la tensión aplicada al receptor.

El condensador C es de filtro y R_2 es la resistencia de descarga del filtro.

Regulador de tensión con transistores y diodo Zener

Los reguladores de tensión descritos tienen la desventaja de la limitación de la corriente de carga y de que el factor de variación de la regulación aumenta con la corriente de carga.



14.18 Regulador de tensión con diodo Zener y transistor en derivación.

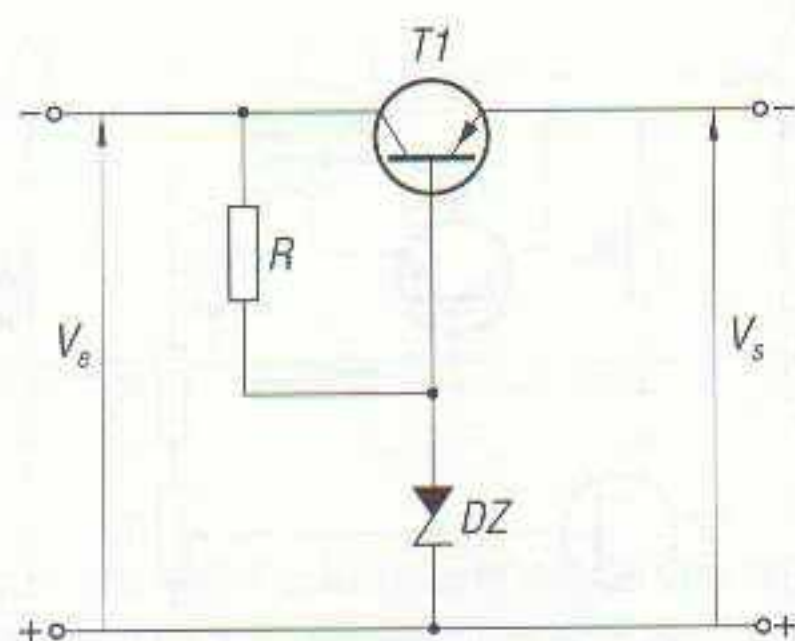
Utilizando un diodo Zener como elemento de control indirecto con un transistor en derivación (figura 14.18), puede aumentarse la corriente de carga. En este circuito la corriente de carga es casi igual al producto de la máxima corriente del diodo Zener por la ganancia del transistor.

El funcionamiento del circuito es como sigue: la tensión en el diodo Zener es prácticamente constante, es decir, la tensión entre base y colector puede considerarse constante. Si aumenta la tensión de salida V_s , se produce un aumento de la tensión emisor-base, puesto que,

$$V_s = V_{BC} + V_{EB} = V_{R2} + V_Z$$

Esto conlleva un aumento de la corriente de emisor y una mayor caída de tensión en R_1 , con lo cual se tiende a restaurar la tensión de salida a su valor original.

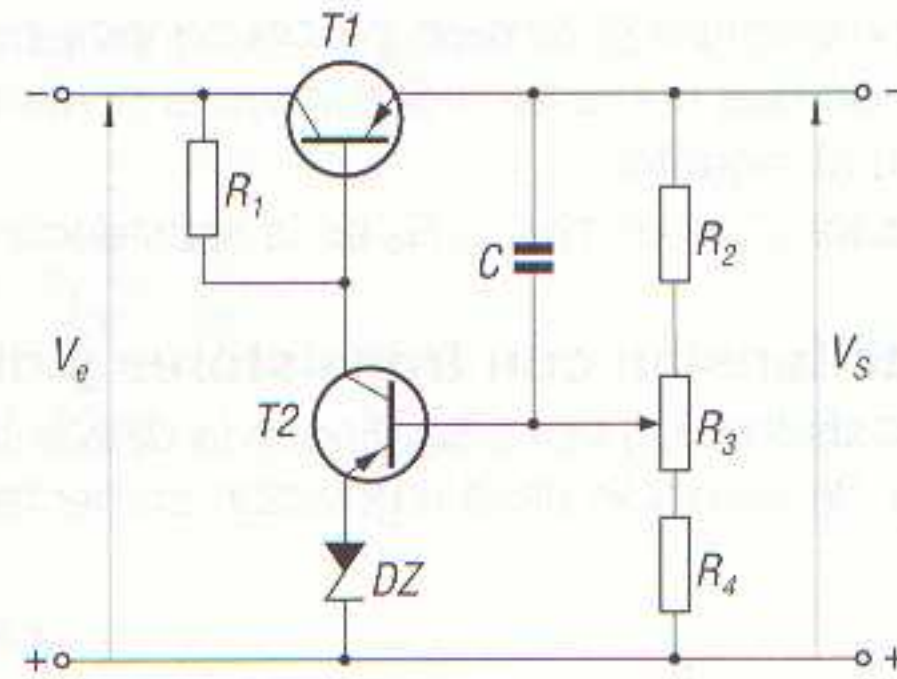
El valor de la corriente de carga de este circuito es casi igual al de la máxima corriente de emisor.



14.19 Regulador de tensión con diodo Zener y transistor en serie.

Otra disposición, más utilizada, es la que se muestra en la figura 14.19, es decir, con un transistor en serie. En este circuito el diodo Zener mantiene la base del transistor a un potencial constante con respecto al positivo de la fuente de alimentación. Por tal motivo, cualquier cambio en el valor de la tensión de entrada (V_s), o de la tensión de salida (V_s), produce una variación igual en la tensión colector-base o emisor-base. Esta variación de potencial tiende a mantener la tensión de salida en un valor constante.

14.20 Regulador de tensión con diodo Zener y dos transistores en serie.



El regulador descrito puede mejorarse añadiéndole un segundo transistor $T2$ (figura 14.20) como amplificador para controlar el transistor en serie. Con este circuito se aumenta notablemente el factor de estabilización.

El diodo Zener proporciona una tensión de referencia constante al circuito de emisor del transistor $T2$.

El transistor $T2$ compara una fracción de la tensión de salida con la de referencia del diodo, amplifica la diferencia y suministra una señal al transistor $T1$, a fin de mantener una diferencia constante entre ambas tensiones.

Así, una elevación de la tensión de salida (V_s) eleva la tensión de base de $T2$ con respecto a la tensión de referencia. La mayor corriente que circula por $T2$ ocasiona un aumento de la caída de tensión en R_1 y la base de $T1$ pasa a ser más positiva.

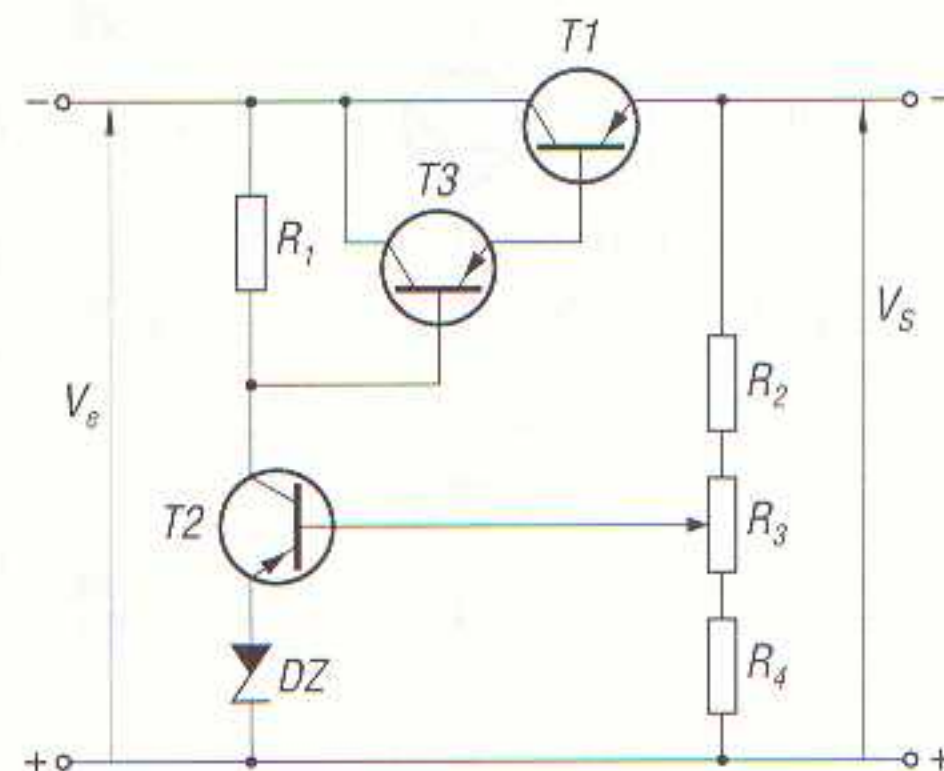
Como consecuencia de todo lo expuesto, el potencial entre colector y emisor de $T1$ aumenta y prácticamente contrarresta el aumento de la tensión de salida.

La tensión de salida puede ajustarse en este regulador por medio del potenciómetro R_3 , el cual varía la fracción de salida que se compara con la tensión de referencia.

Si los transistores $T1$ y $T2$ son iguales, la impedancia de salida de este circuito es $1/(1 + G)$ veces la del circuito de la figura 14.19, siendo G la ganancia del amplificador.

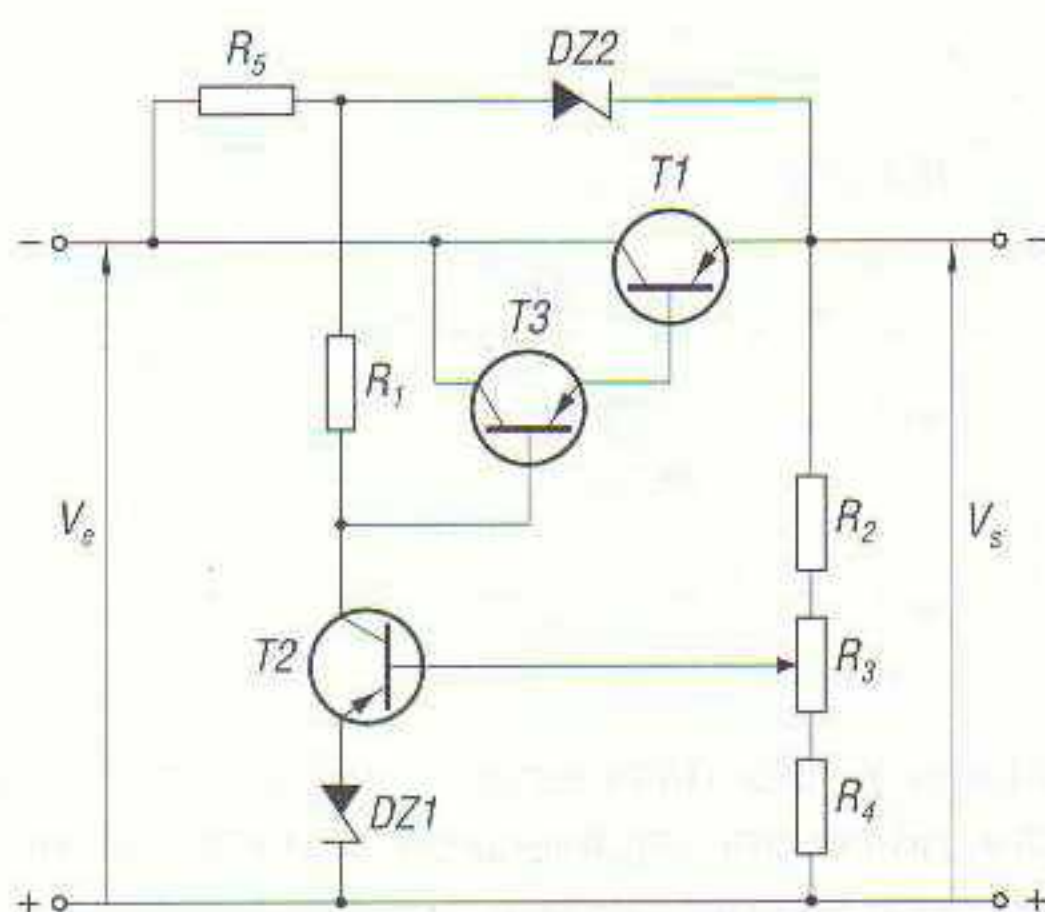
El condensador C aumenta notablemente la capacidad del circuito para eliminar perturbaciones de alta frecuencia.

Una segunda mejora del circuito consiste en aumentar la corriente de carga máxima, incrementando la ganancia del transistor $T1$. Esto se consigue conectando un tercer transistor $T3$ entre $T1$ y $T2$ (figura 14.21).



14.21 Regulador de tensión con diodo Zener y tres transistores.

En el circuito de la figura 14.21 la base de $T3$ y el colector de $T2$ están conectados al rectificador no estabilizado a través de R_1 , de forma que el rizado de la tensión de entrada es reproducido en la salida. Este rizado puede reducirse utilizando un segundo diodo Zener ($DZ2$) para proporcionar tensión constante en R_1 , $T2$ y $T3$ (figura 14.22).



14.22 Cuando se conecta un segundo diodo Zener, tal y como indica la figura, se reduce el rizado de la tensión de salida.

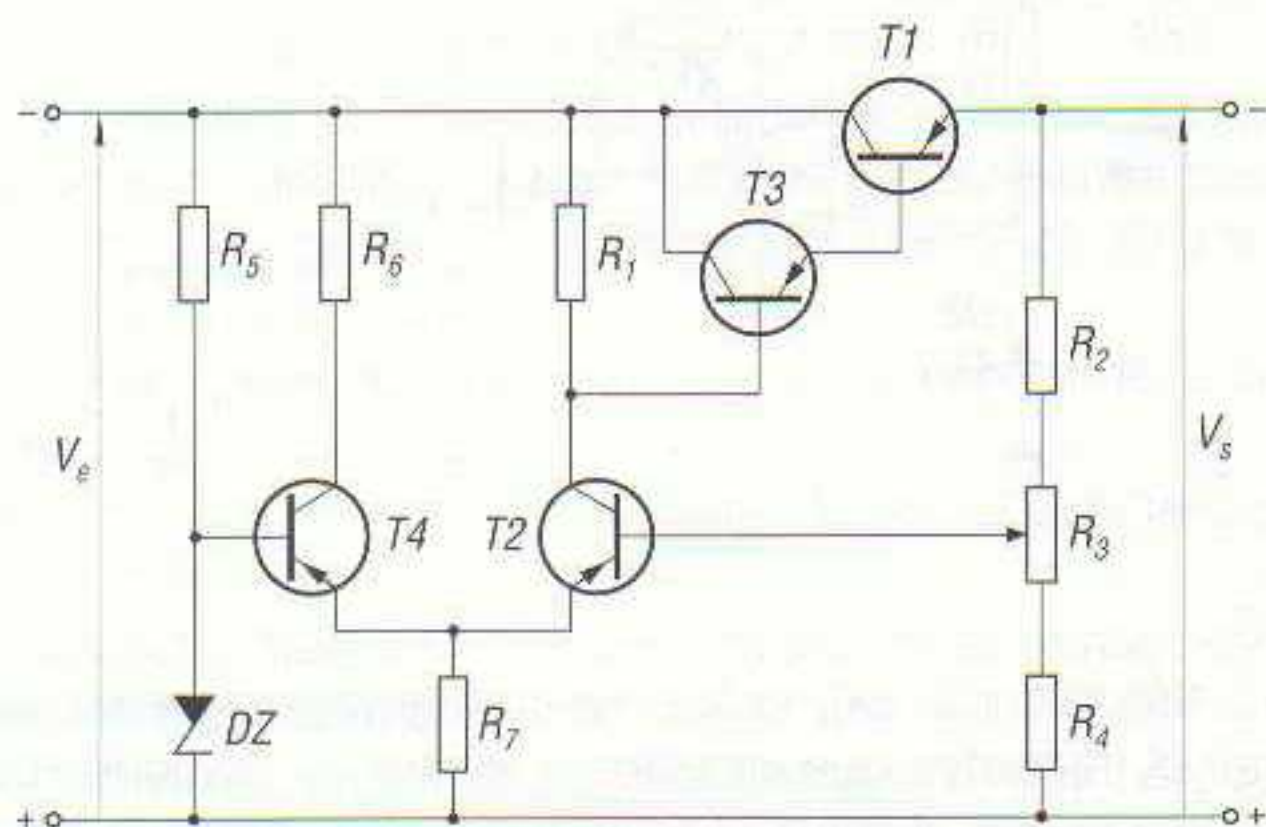
La tensión Zener en este segundo diodo debe ser tal que se cumpla la igualdad:

$$V_{DZ2} = V_{emín} - V_{smáx} - IR_5 = V_{emín} - V_{smáx} - V_{R5}$$

Dado que la tensión base-emisor de un transistor es sensible a las variaciones de temperatura, la corriente que circula por el transistor comparador $T2$ varía con la temperatura. Como consecuencia, la salida del circuito de la figura 14.21 es también variable con la temperatura.

En los demás transistores puede despreciarse el efecto de la temperatura, puesto que se hallan dentro del bucle de realimentación.

Los efectos de los cambios de temperatura pueden reducirse reemplazando el transistor $T2$ de la figura 14.21 por un par de transistores gemelos $T2$ y $T4$ (figura 14.23).



14.23 Regulador de tensión en el que se reduce el efecto de la temperatura sobre el transistor comparador.

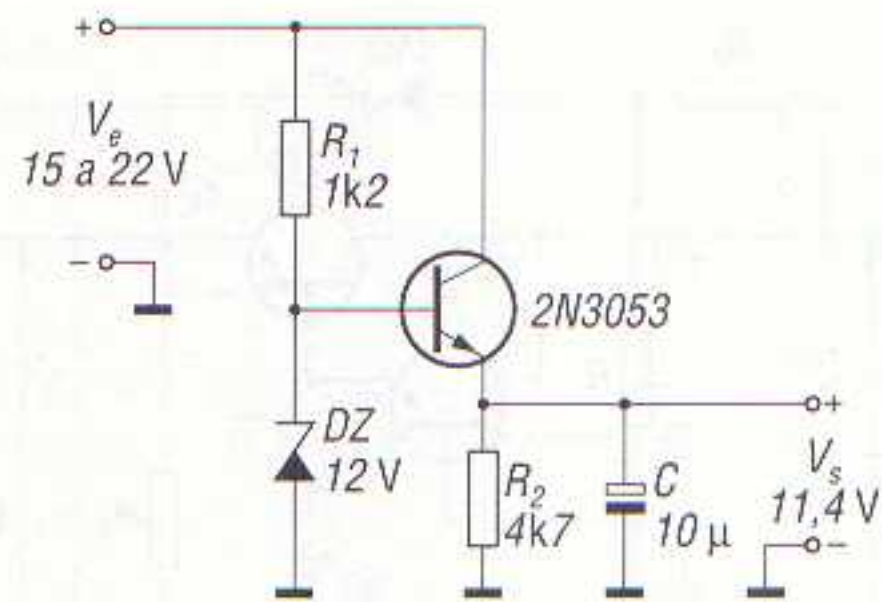
La tensión en R_7 es igual a la diferencia entre la tensión de referencia V_{DZ} y la tensión base-emisor de $T4$. Por lo tanto, cualquier variación de la tensión emisor-base de $T4$ produce un cambio igual y opuesto de la tensión en R_7 .

Dado que $T2$ y $T4$ son del mismo tipo, una variación de temperatura ejerce igual efecto en ambos transistores; es decir, el efecto de una variación de temperatura en $T2$ es anulado por un efecto similar en $T4$ y la variación de tensión en R_7 .

Ejemplo de regulador de tensión con diodo Zener

El esquema de la figura 14.24 corresponde a un sencillo regulador de tensión con diodo Zener y transistor NPN en montaje seguidor de emisor.

14.24 Regulador de tensión con diodo Zener de 12 V y transistor 2N3053 en montaje seguidor de emisor.



La tensión de salida de este circuito es igual al valor de la tensión de Zener menos la caída de tensión en la unión base-emisor del transistor, que puede establecerse en unos 600 mV. Por tanto, utilizando un diodo Zener de 12 V, la tensión de salida del circuito será:

$$V_s = V_Z - V_{BE} = 12 \text{ V} - 0,6 \text{ V} = 11,4 \text{ V}$$

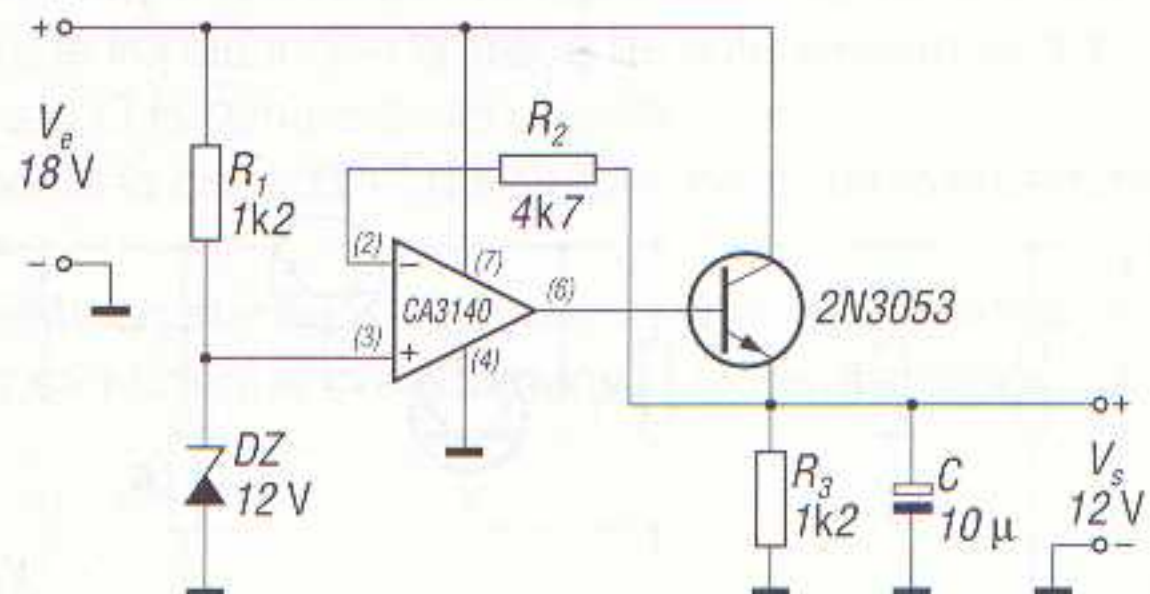
para tensiones de entrada V_e comprendidas entre 15 y 22 V.

Esta tensión de salida de 11,4 V se mantiene constante para todas las condiciones de carga.

El condensador C, en derivación con la salida y de una capacidad razonablemente baja (10 μF), filtra cualquier pequeño rizado que pueda acompañar a la tensión de salida.

Al regulador de la figura 14.24 se le puede añadir, entre diodo Zener y transistor seguidor de emisor, un OA (figura 14.25) que mejora la precisión del circuito, proporcionando a la salida una tensión exactamente igual a la de Zener (en nuestro caso 12 V), sea cual sea la intensidad de corriente que solicite la carga.

14.25 Añadiendo un amplificador operacional entre diodo Zener y transistor, se mejora notablemente la regulación del circuito de la figura 14.24.



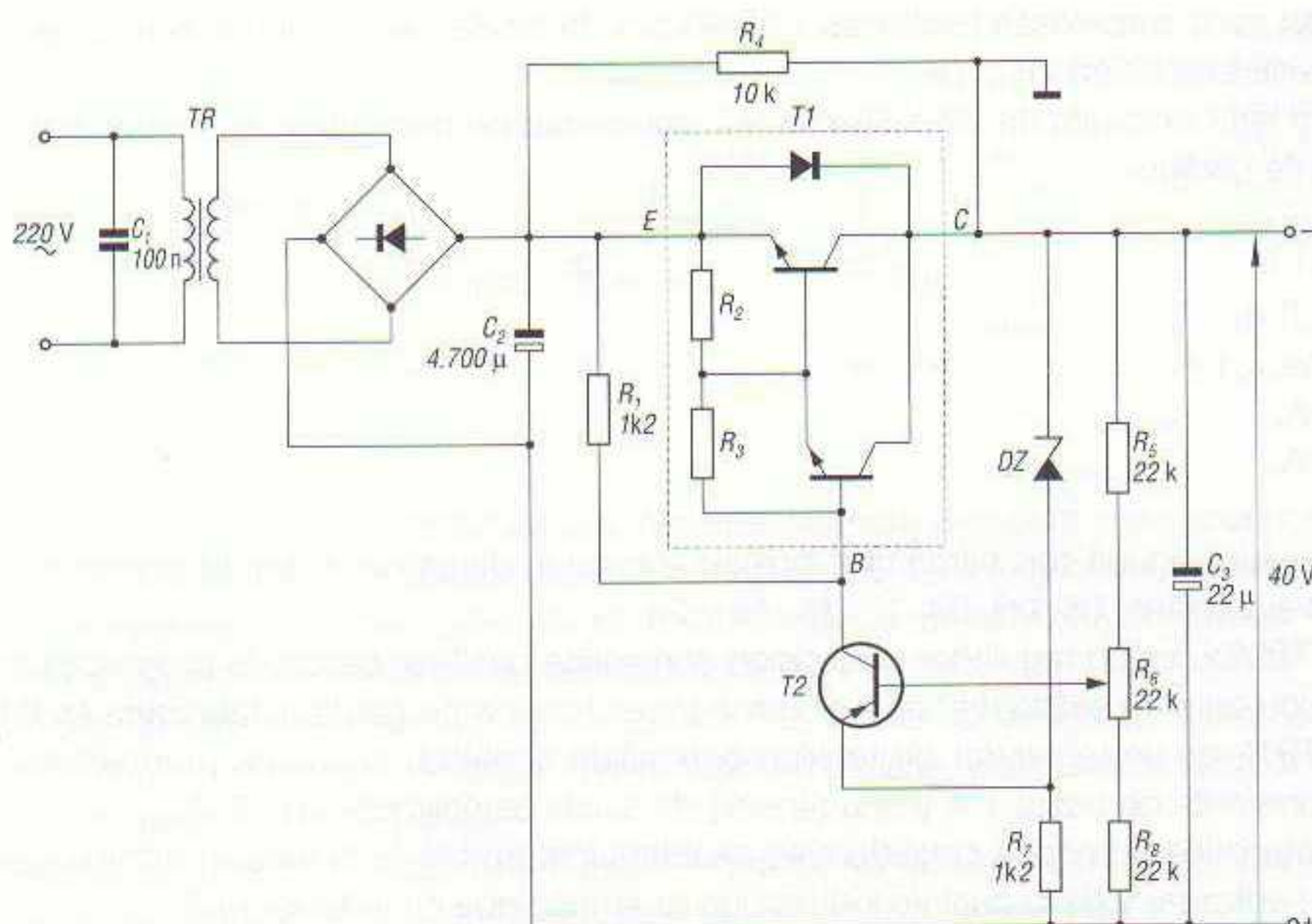
La corriente máxima de salida de los dos circuitos expuestos viene limitada por la intensidad de corriente máxima que puede suministrar el transistor, que en estos ejemplos es de unos 100 mA. Para intensidades de corriente mayores se puede sustituir el transistor 2N3053 por un transistor Darlington de potencia.

Regulador de tensión con diodo Zener y transistor Darlington

El transistor Darlington proporciona, en comparación con los transistores convencionales, una ganancia de corriente más elevada y, además, permite la construcción de fuentes de alimentación estabilizadas con menos componentes. Por estos motivos el empleo de transistores Darlington reduce los costes de montaje y el tamaño del circuito.

La figura 14.26 corresponde al esquema de una fuente de alimentación regulada con transistor Darlington.

El circuito consta de un transformador reductor de tensión y un puente rectificador BYX49, en cuya salida se obtiene una tensión continua de 50 V. Esta tensión puede variar entre unos límites de $\pm 10\%$ (45 a 55 V), proporcionando el circuito una tensión de salida estabilizada de $40 \text{ V} \pm 0,5 \text{ V}$.



14.26 Fuente de alimentación con regulador de tensión, con diodo Zener y transistor Darlington.

Se trata de una fuente de alimentación capaz de proporcionar una c.c. de salida comprendida entre 0 y 2,5 A, soportando picos de salida de hasta 7,5 A, lo cual es, sin duda, más que suficiente para la mayoría de aplicaciones.

El transistor Darlington utilizado ($T1$) es de potencia, modelo BDX63, el cual actúa como regulador de tensión en serie.

El transistor $T2$ es de control, y el diodo Zener DZ , junto con R_7 , mantiene el potencial de emisor de $T2$ a un nivel constante de 22 V.

Si se produce un aumento de la tensión de salida, aumenta con ella la tensión en el cursor del potenciómetro R_6 , con lo cual se reduce la tensión entre base y emisor del transistor de control $T2$ y, por lo tanto, se reduce la corriente de colector de $T2$ y la de los transistores constituyentes del transistor Darlington.

Como resultado de todo esto, disminuye el nivel de la tensión de salida en sentido opuesto al aumento original.

De forma semejante, pero opuesta, se aumenta la tensión de salida cuando disminuye la tensión en el cursor de R_6 .

Un aspecto interesante de este circuito es su protección automática en el caso de cortocircuito entre los terminales de salida.

Efectivamente, en este supuesto la tensión se reduce a cero, por lo que a la base de $T2$ no se le aplica tensión y el transistor deja de conducir. El valor de la resistencia R_7 determina el nivel de corriente de salida con la cual se inicia este efecto.

La resistencia R_4 facilita el arranque después de un cortocircuito.

Reguladores de tensión integrados

Actualmente se fabrican gran variedad de circuitos integrados reguladores de tensión que facilitan enormemente el diseño de estos circuitos. Su precio es reducido y su montaje sencillo, pues sólo poseen tres terminales de conexión: uno para la entrada, otro para la salida y un tercero común para entrada y salida.

Como ejemplos de estos reguladores de tensión pueden citarse los de las series 78XX y 79XX, los primeros con salida positiva y los segundos con salida negativa.

Estos IC proporcionan, además, características tales como limitación de la corriente interna con realimentación, protección térmica y contra cortocircuitos, etc.

Se fabrican para numerosas tensiones y corrientes de salida, que vienen indicadas por un sufijo que sigue a la indicación 78 o 79.

La primera letra después de 78 o 79 indica la intensidad de corriente que pueden soportar, según el siguiente código:

- L = 0,1 A.
- M = 0,5 A.
- ninguna = 1 A.
- S = 2 A.
- H = 5 A.

A continuación, siguen dos cifras que indican la tensión de salida. Estas tensiones son, según el código, las siguientes: 05, 06, 08, 12, 15, 18 y 24.

Así, el IC 78M06 es un regulador de tensión con salida positiva, capaz de proporcionar una intensidad de corriente de salida de hasta 500 mA y una tensión de salida estabilizada en 6 V, mientras que un 7912 es un regulador de tensión con salida negativa, capaz de proporcionar una intensidad de corriente de hasta 1 A y una tensión de salida estabilizada en 12 V.

Otra característica que debe considerarse de estos integrados es la tensión mínima que puede aplicarse a su entrada, y de la cual se indican los diversos tipos en la tabla 14.2.

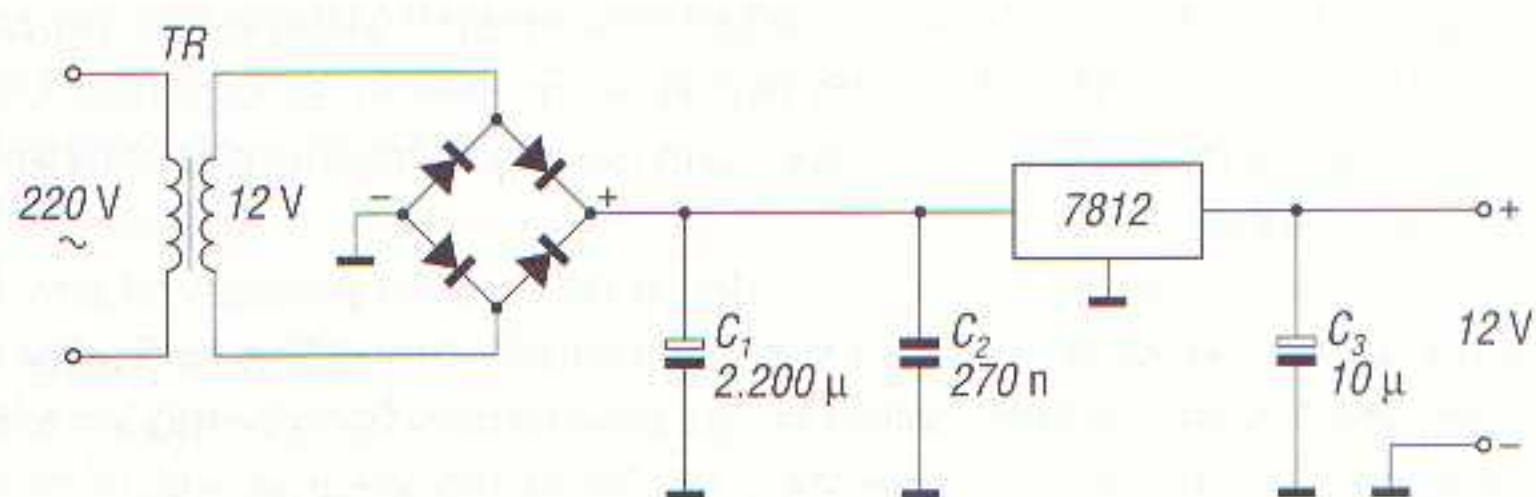
La tensión máxima es, en todos los casos, de 35 V, según se indica también en la tabla 14.2.

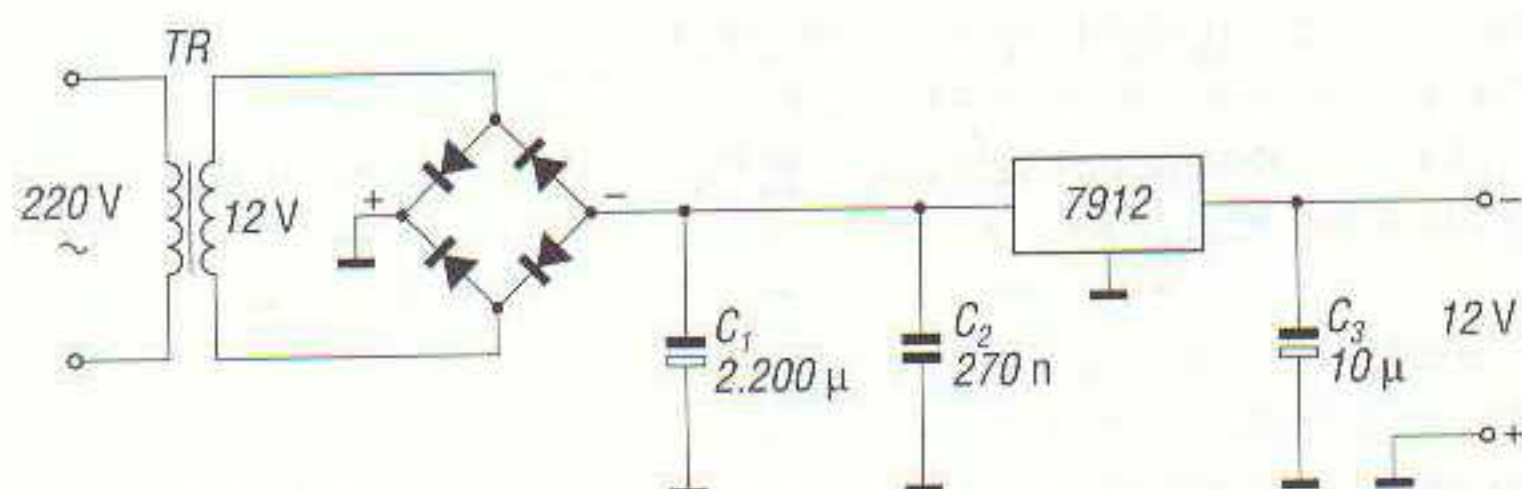
Salida positiva	Salida negativa	Tensión de entrada mínima	Tensión de entrada máxima
7805	7905	8 V	35 V
7806	7906	9 V	35 V
7808	7908	11 V	35 V
7812	7912	15 V	35 V
7815	7915	18 V	35 V
7818	7918	21 V	35 V
7824	7924	27 V	35 V

Tabla 14.2 Tensiones de entrada admisibles para los reguladores de tensión de las series 78 y 79.

En las figuras 14.27 y 14.28 se han dibujado los esquemas de dos fuentes de alimentación con regulador de tensión integrado, el primero de ellos con salida positiva de 12 V (7812) y el segundo con salida negativa de 12 V (7912). Ambos circuitos proporcionan una corriente de salida máxima de 1 A.

14.27 Fuente de alimentación con regulador de tensión 7812 para salida positiva estabilizada en 12 V.





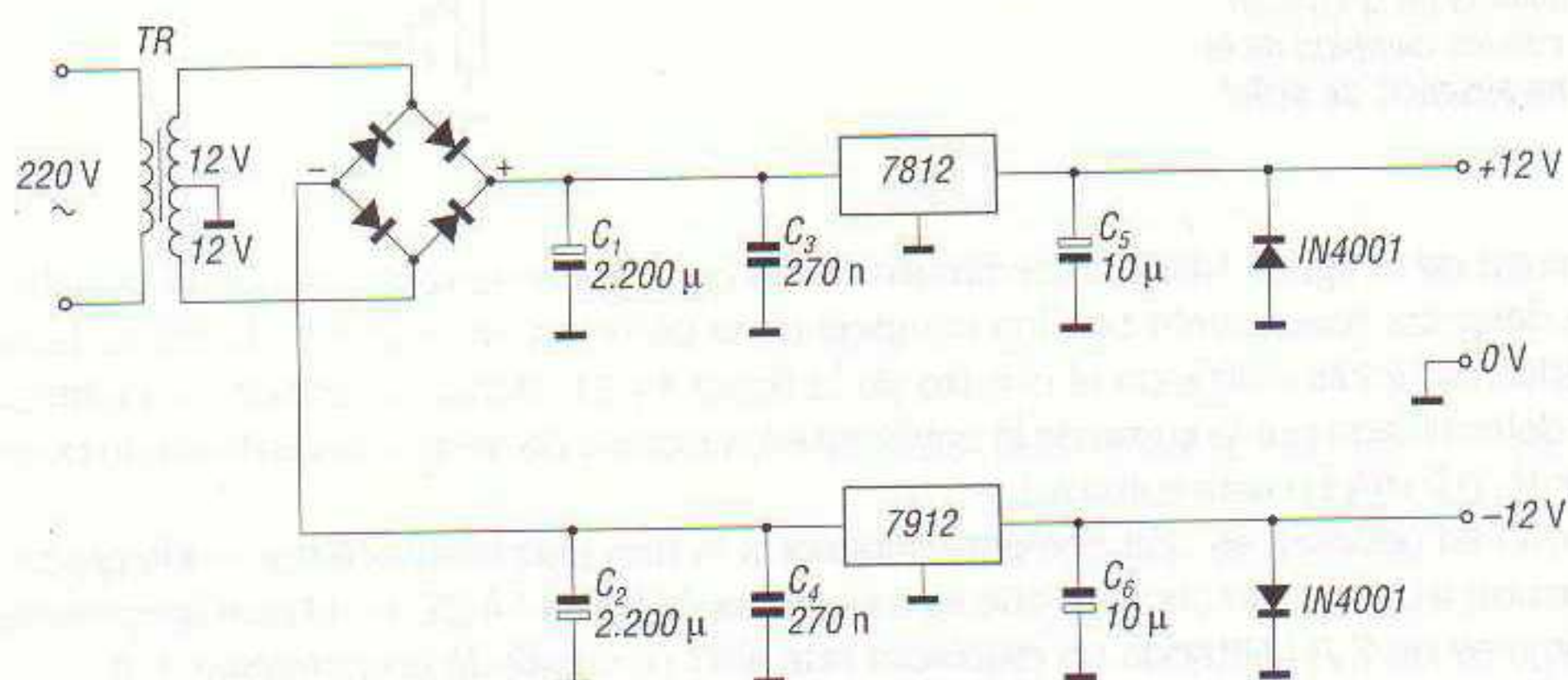
14.28 Fuente de alimentación con regulador de tensión 7912 para salida negativa estabilizada en 12 V.

Estos circuitos son válidos para cualquier entrada, siempre que ésta sea superior en 3 V, como mínimo, y 35 V, como máximo, al valor nominal del integrado. En los ejemplos citados esto se cumple, ya que la tensión de entrada presente en el condensador de filtro, sin considerar las caídas de tensión en los diodos rectificadores, es superior a 12 V.

Es importante tener presente que debe conectarse un condensador de disco cerámico de, al menos, 270 nF entre el terminal de entrada del integrado y masa, y otro electrolítico de 10 μ F (o mayor) entre el terminal de salida y masa.

El rizado de la tensión de salida de estos integrados es de unos 60 dB por debajo del rizado de su tensión de entrada. Así, si el rizado de la tensión de entrada es de 1 V, éste aparece en la salida con un valor de tan sólo 1 mV, por lo que puede afirmarse que la tensión de salida es prácticamente continua pura. De esto se deduce que la utilización de un regulador de tensión integrado no elimina el condensador de filtro (C_1) de las figuras 14.27 y 14.28, pues si éste no se utilizara el rizado sería igual al de los semiciclos de la tensión rectificada y la actuación del regulador no sería suficiente.

Para la alimentación de ciertos circuitos, tales como amplificadores con alimentación dual, en los que se precisan dos tensiones, una positiva y la otra negativa con respecto a masa, se pueden utilizar dos reguladores de tensión (uno con salida positiva y el otro con salida negativa) dispuestos como se indica en el esquema de la figura 14.29. En este circuito se tiene una salida de 24 V entre la salida positiva y la negativa, y de 12 V en cada una de ellas con respecto a masa.

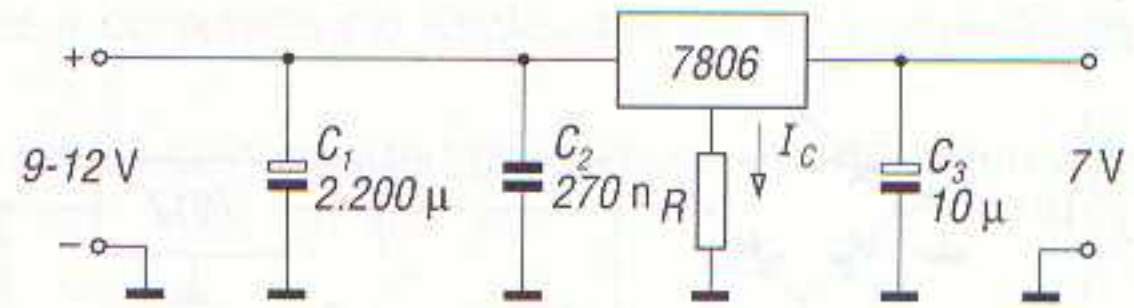


14.29 Fuente de alimentación dual utilizando dos reguladores de tensión, uno con salida positiva y el otro con salida negativa.

En el caso de que la tensión de salida no esté dentro de la gama estándar, se recurre al montaje de masa flotante, es decir, polarizando el terminal común del integrado con una resistencia de valor adecuado conectada entre dicho terminal y masa (figura 14.30).

Esto es posible debido a que la mayoría de los reguladores de tensión integrados conducen, en ausencia de señal, corrientes de sólo unos pocos mA, que se derivan a masa a través del terminal común.

14.30 Regulador de tensión con masa flotante para obtener una mayor tensión de salida.



Disponiendo una resistencia entre el electrodo común y masa (figura 14.30), la tensión de salida del circuito será igual a la tensión de salida del regulador más la tensión en la citada resistencia. Se dice entonces que el regulador posee una masa flotante.

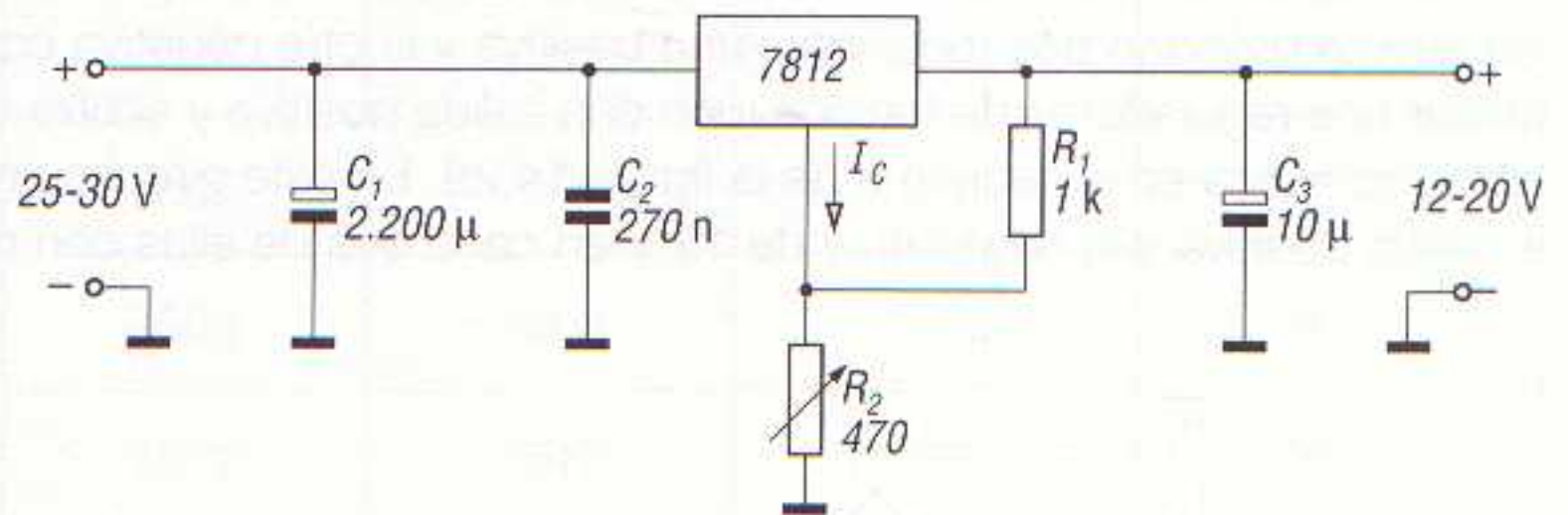
Por ejemplo, si a partir de un regulador 7806 se desea obtener una tensión de salida estabilizada en 7 V, el valor de R de la figura 14.30 será:

$$R = \frac{V_s - V_{7806}}{I_C} = \frac{7 \text{ V} - 6 \text{ V}}{4,2 \text{ mA}} = 238 \Omega$$

donde V_s es la tensión de salida que se desea obtener, V_{7806} es la tensión de salida del regulador 7806, es decir, 6 V, y I_C es la intensidad de corriente de polarización en el terminal común del integrado, que es fija y de valor 4,2 mA.

Naturalmente, resulta difícil encontrar una resistencia de valor normalizado para conseguir la tensión que se desea obtener, por lo que en estos casos se deberá disponer una resistencia ajustable entre el terminal común y masa, y ajustar luego ésta hasta conseguir en la salida del circuito la tensión exacta que se necesite.

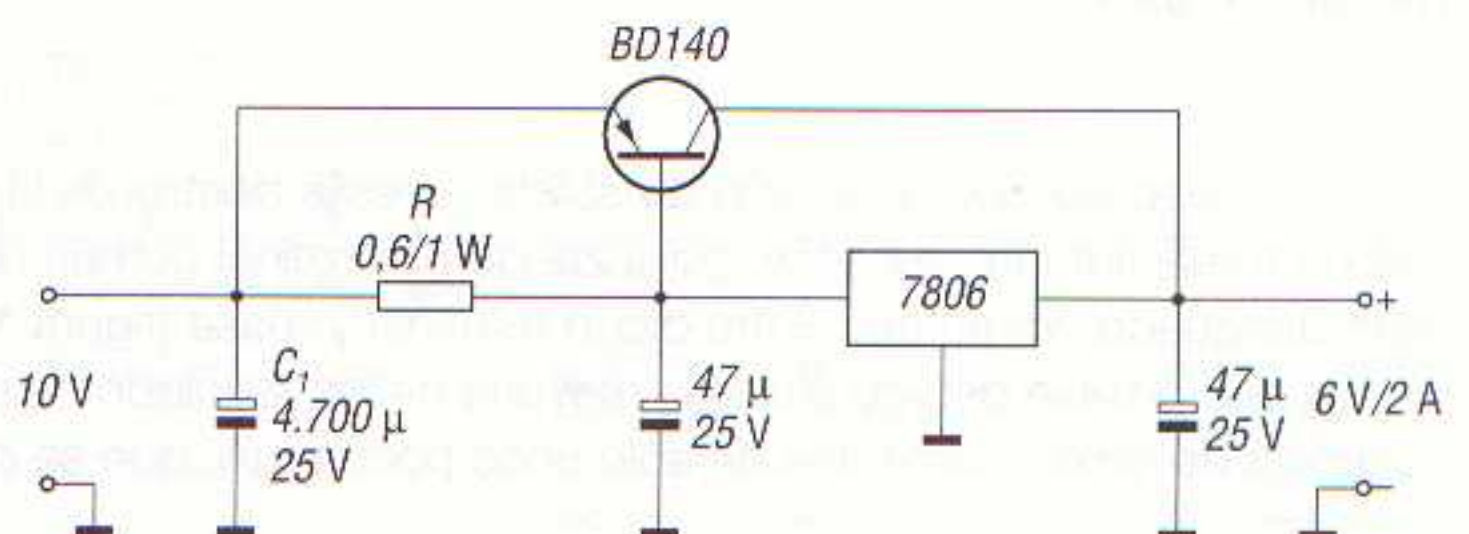
14.31 Regulador de tensión con masa flotante y resistencia de polarización R_2 , que evita desplazamientos de la tensión de salida con los cambios de la corriente en ausencia de señal.



El circuito de la figura 14.30 presenta, sin embargo, el inconveniente de que la tensión de salida V_s se desplaza ligeramente con los cambios de la corriente en ausencia de señal. Estos cambios pueden reducirse utilizando el circuito de la figura 14.31, donde la tensión de polarización de R_1 viene determinada por la suma de la corriente en ausencia de señal y la corriente de polarización fijada por R_2 (12 mA en este ejemplo).

Si lo que se necesita es una corriente superior a la que puede suministrar el integrado, entonces se recurre a un circuito como el que se muestra en la figura 14.32, en el cual la corriente de salida máxima es de 2 A utilizando un regulador que sólo es capaz de proporcionar 1 A.

14.32 Regulador de tensión con transistor de potencia en derivación, para aumentar el valor de la intensidad de corriente de salida.



El funcionamiento del circuito es como sigue: mientras que la carga no supere 1 A, el transistor BD140 permanece bloqueado y toda la corriente es suministrada por el regulador. Cuando se supera este límite de 1 A, la tensión en la resistencia R supera los 600 mV necesarios para polarizar la base del transistor y éste comienza a conducir, por lo que parte de la corriente se deriva por él hacia la salida.

El valor de la resistencia R , de polarización del transistor, viene determinada por el valor de la corriente de salida a partir de la cual queremos que se inicie la conducción del transistor, y se calcula con la fórmula:

$$R = \frac{V_{BE}}{I_S} = \frac{0,6 \text{ V}}{I_S}$$

Debido a la elevada intensidad de corriente que circula por R , la potencia de disipación de ésta deberá ser elevada. En nuestro caso, con una intensidad de corriente de 1 A y una caída de tensión de 600 mV, la potencia disipada en ella es de 0,6 W, por lo que deberá disponerse una resistencia de, al menos, 1 W de disipación.

Características técnicas de los radiorreceptores

En este apéndice se exponen las características técnicas que deben tener los radiorreceptores, tanto de AM como de FM, con indicación de los valores de cada uno de los parámetros.

SENSIBILIDAD

Coexisten dos unidades para evaluar la sensibilidad de un sintonizador de radio: el microvoltio (μV) para una determinada relación S/N, y el decibelio-femto (dBf).

En lo que respecta al μV , cabe decir que este valor de tensión es preciso referirlo a un determinado valor de impedancia de entrada (75 o 300 Ω). Por tanto, 1 μV sobre 75 Ω equivale a $1,33 \times 10^{-14}$ W, y que 1 μV sobre 300 Ω equivale a $0,33 \times 10^{-14}$ W. De esto se deduce una relación de potencia 4:1, según sea el valor de la impedancia de entrada.

Por los motivos expuestos el μV , como unidad de sensibilidad, no tiene ningún significado comparativo entre receptores, pues depende de la impedancia de entrada del sintonizador. Es por ello que en la actualidad se prefiere la utilización del dBf, cuyo significado se expone más adelante, para medir este parámetro.

Se ha dicho que el μV se utiliza como unidad de medida de la sensibilidad para una relación S/N dada; es decir, el valor de la sensibilidad es útil si a la vez ésta se da de forma que el ruido no supere un determinado valor.

Cuanto más baja sea la sensibilidad para una determinada relación S/N, mejor es la calidad del receptor. Así, si un sintonizador posee una sensibilidad de 20 μV a 30 dB de relación S/N, dicho aparato será mejor que otro que posea una sensibilidad de 20 μV a 27 dB de relación S/N.

En lo que respecta a la otra unidad de medida de la sensibilidad, el dBf, éste indica la tensión equivalente a un generador de 300 Ω en circuito abierto. El dBf expresa, por tanto, la potencia obtenida en la antena y es igual a:

$$\text{dBf} = 10 \log \frac{P_a}{10^{-15} \text{ W}}$$

donde P_a es la potencia obtenida de la antena. El valor 10^{-15} W equivale, por tanto, a 0 dBf.

Al utilizar el dBf como unidad de medida de la sensibilidad, se concreta mucho más que con la unidad μV , ya que el dBf es potencia efectiva.

Si la antena y la entrada del sintonizador tienen impedancias iguales, por ejemplo de 300 Ω , la potencia (P_s) consumida en el sintonizador será:

$$P_s = \frac{V^2}{4Z}$$

donde V es la tensión en circuito abierto de un generador equivalente de tensión ideal cargado con 300 Ω , y Z es la impedancia.

Se puede establecer una correspondencia entre el dBf y el μV en circuito abierto entre los terminales de la antena, ya que:

$$\text{dBf} = 10 \log \frac{P_s}{10^{-15} \text{ W}} = 10 \log \frac{V^2}{4 Z 10^{-15}}$$

de donde se deduce que

$$V = (10^{\text{dB}/10} \times 4 \times Z \times 10^{-15})^{1/2}$$

Así, una antena de 300Ω conectada a un sintonizador de 300Ω , con una sensibilidad de 10 dBf para una relación S/N de 30 dB, equivale a una sensibilidad, en μV , de:

$$V = (10^{\text{dB}/10} \times 4 \times 300 \Omega \times 10^{-15})^{1/2} = 3,46 \mu\text{V}$$

es decir, una sensibilidad de $3,46 \mu\text{V}$ para 30 dB de relación S/N y una impedancia de antena de 300Ω .

Los cálculos desarrollados son válidos cuando el sintonizador está conectado a la antena. Si no es así, la equivalencia es:

$$V = (10^{10/10} \times 300 \Omega \times 10^{-15})^{1/2}$$

Existen varias formas de expresar la sensibilidad, según se refiera a 27 dB de relación S/N, a 30 dB y, en la actualidad, a la sensibilidad con 50 dB (o *quieting*), que es la más útil en alta fidelidad, ya que una relación S/N de 30 dB no puede considerarse de alta fidelidad. Esto es lo que se denomina *sensibilidad en silencio*.

Sensibilidad en silencio

En la actualidad la *sensibilidad en silencio* es el parámetro con el que se evalúa las posibilidades de un sintonizador radiofónico. Ello es debido a que, si bien antiguamente una relación S/N de 26 dB era suficiente para un sintonizador, hoy en día dicha relación ha sido aumentada a 50 dB, pues con esta relación desaparece por completo el soplo del aparato, de ahí que se denomine sensibilidad en silencio.

La sensibilidad en silencio también se mide en dBf.

Una sensibilidad de 35 dBf en estéreo corresponde a un aparato de excelente calidad.

Estas sensibilidades deben corresponder a todo el margen de frecuencias, salvo indicación en contra por parte del fabricante. En este último caso se deben indicar las frecuencias a las que se han efectuado las medidas.

Sensibilidad para última relación S/N

Otra medida que se da en los sintonizadores es la sensibilidad para una relación S/N máxima, llamada *sensibilidad para última relación S/N*.

Con una potencia de antena de 65 dBf (potencia normal en una recepción correcta), equivalentes a $1.950 \mu\text{V}$ en circuito abierto con 300Ω de generador, las características han de dar el nivel de ruido del aparato y su respuesta de frecuencia.

También se mide con esta entrada la respuesta de frecuencia con una modulación máxima de $\pm 75 \text{ kHz}$ y se refiere a 1 kHz como nivel de salida a 0 dB.

DISTORSIÓN ARMÓNICA TOTAL Y DE INTERMODULACIÓN

La *distorsión armónica total* (THD) no es un parámetro importante para valorar un receptor, pues por lo general las emisoras radian con una distorsión superior al 1 %. Esta elevada distorsión se debe a la etapa final del centro emisor, en la cual se utilizan válvulas de elevada potencia que, por lo general, producen importantes distorsiones.

La distorsión armónica total y la intermodulación también se pueden medir al nivel de 65 dBf.

Un receptor es tanto mejor cuanto menos distorsión introduzca. Un receptor de calidad normal introduce una THD, a 50 dB de relación S/N, comprendida entre 1 y 1,5 % a 1 kHz; uno de calidad media introduce una THD comprendida entre 0,5 y 1 %; y un receptor de gran calidad sólo introduce de un 0,1 a un 0,2 % de THD.

La distorsión de intermodulación oscila entre 2 y 5 % para receptores normales, y entre 0,3 y 0,5 % en los de excelente calidad.

En resumen, un receptor es tanto mejor cuanto menor sea el porcentaje de una y otra distorsión que introduzca.

Estas distorsiones también se miden en función de su sintonía, desplazando en más y en menos el punto de sintonía, o bien en función de la modulación, hasta un máximo de ± 90 kHz, equivalente al 120 %.

Aunque muchos fabricantes proporcionan el porcentaje de THD a una frecuencia única (1 kHz), algunos lo hacen para varias frecuencias, por ejemplo 100 Hz, 1 kHz y 6 kHz, lo cual proporciona una mayor información.

Las variaciones de nivel de la señal de entrada también influyen respecto a las variaciones de distorsión, por lo que algunos fabricantes también la indican en función de dichos niveles.

MUTING

El *muting* es un silenciador que se pone automáticamente en funcionamiento cuando el nivel de la señal recibida en FM está por debajo de un cierto valor.

Resulta indispensable en los receptores estereofónicos para eliminar el ruido existente entre emisoras, o bien para rechazar aquellas que llegan al sintonizador por debajo de un mínimo de relación S/N.

Cuanto menor sea el umbral de *muting* mejor será el receptor. Se consideran receptores de calidad normal aquellos cuyo umbral de disparo del circuito silenciador está por encima de 30 dBf, situándose entre 5 y 30 dBf en los receptores de calidad media y entre 3 y 5 dBf en los de gran calidad.

RELACIÓN DE CAPTURA

En la recepción de emisiones de FM se produce un fenómeno consistente en que, cuando dos emisoras emiten en la misma frecuencia, la más potente anula a la otra. Este fenómeno se presenta sólo en zonas donde existe un elevado número de emisoras.

La *relación de captura* indica la habilidad de un receptor en conservar una portadora en presencia de otra sin modular y a su misma frecuencia. Este parámetro se mide al nivel de *quieting*, es decir, con la salida del receptor igual a 50 dB de relación S/N, y se expresa en dB.

Un receptor es tanto mejor cuanto menor sea la relación de captura. Así, una relación de captura de 3 dB significa que para que una emisora anule a otra es necesario un incremento de potencia de 3 dB.

Los valores orientativos para determinar la calidad de un receptor en relación con este parámetro son los siguientes:

- Receptores normales: > 3 dB.
- Receptores de calidad media: 1,5 a 3 dB.
- Receptores de gran calidad: < 1 dB.

SELECTIVIDAD DEL CANAL ADYACENTE

Dado que el ancho de banda de un canal de FM es de unos 200 kHz, es muy posible que al sintonizar una emisora exista otra, situada 200 kHz por encima o por debajo de la portadora sintoni-

zada, que produzca interferencia. Esta interferencia entre canales adyacentes es frecuente en zonas con gran densidad de emisoras.

Se denomina *selectividad del canal adyacente* al rechazo de una interferencia situada a 200 kHz de la portadora sintonizada. Se mide en dB y un receptor es tanto mejor cuanto mayor sea el rechazo.

SELECTIVIDAD DEL CANAL ALTERNO

La *selectividad del canal alterno* es el rechazo del sintonizador a una portadora que esté situada 400 kHz por encima o por debajo de la portadora sintonizada.

Al igual que en el caso anterior se expresa en dB, siendo tanto mejor la selectividad cuanto mayor sea el valor de la relación.

RECHAZO DE SEÑALES ESPÚREAS

El *rechazo de señales espúreas* expresa la habilidad de un sintonizador para no captar una señal fuerte, no sintonizada, cuando se está sintonizando una emisora débil o lejana.

El sintonizador debe conservar la señal sintonizada sin que las señales fuertes queden por encima.

El rechazo de señales espúreas se expresa en dB, y cuanto mayor sea mejor es el receptor.

RECHAZO DE FRECUENCIA IMAGEN

Se define el *rechazo de frecuencia imagen* como la selectividad de un receptor con una frecuencia portadora no sintonizada, e igual a la sintonizada más el doble de 10,7 MHz.

También un sintonizador es mejor, en cuanto a la selectividad se refiere, cuanto mejor rechace los armónicos de AM que lleguen a la banda de FM, es decir, el rechazo a señales moduladas en amplitud tanto de emisiones como de parásitos, con armónicos suficientes para alcanzar la banda de FM.

DRIFT

El *deslizamiento de frecuencia del oscilador local*, o *drift*, se debe al desajuste en el tiempo entre el oscilador local y las etapas de los filtros sintonizados de entrada.

Un exceso de deslizamiento de frecuencia del oscilador local da lugar a distorsión, aumento de la diafonía e, incluso, pérdida de la emisora sintonizada.

CAF

El *control automático de frecuencia* (CAF) es un circuito mediante el cual se lleva a cabo una realimentación negativa de tensión o de corriente desde el discriminador al oscilador local, y cuya misión es compensar el deslizamiento de frecuencia del oscilador local (*drift*).

En las características de los sintonizadores se da el valor máximo en kHz que el CAF es capaz de corregir, es decir, la máxima desviación con respecto a la frecuencia sintonizada que el CAF puede compensar.

SEPARACIÓN ENTRE CANALES

La *separación entre canales* indica la habilidad del descodificador estéreo al separar los canales derecho e izquierdo. Se expresa en dB y es mejor cuanto mayor sea esta relación.

La separación entre canales depende mucho de la frecuencia a la que se realiza la medida, por lo que debe darse el valor de ésta, ya que a altas frecuencias, por encima de 2 o 3 kHz, la descodificación de los dos canales puede resultar más difícil.

RECHAZO DE LA SEÑAL PILOTO

La señal de una emisión estereofónica, una vez desmodulada, está compuesta por las señales suma $I + D$ y diferencia $I - D$, con centro en 38 kHz. En la zona del espectro existente entre las señales $I + D$ e $I - D$ se encuentra la señal piloto de 19 kHz que sirve para obtener la frecuencia subportadora de 38 kHz.

Esta señal piloto, una vez cumplida su misión, debe eliminarse para que no sea molesta pero, al mismo tiempo, deben mantenerse los 15 kHz de ancho de banda de la señal de audio para que el receptor conserve su cualidad de alta fidelidad.

El *rechazo de la señal piloto* indica la cantidad residual de 19 kHz que se obtiene en la salida del descodificador. Se trata de la amplitud de la señal piloto que no ha filtrado el receptor, dándose con ello idea del factor de calidad del filtro.

Se expresa en dB referidos al nivel de salida producido por 1 kHz al modularse con ± 75 kHz.

RECHAZO DE LA SUBPORTADORA

De la señal piloto se obtiene la frecuencia de la subportadora de 38 kHz, necesaria para restituir en el descodificador los dos canales de audio por separado. Esta subportadora de 38 kHz debe eliminarse una vez cumplida su misión, al igual que se hace con la señal piloto.

El *rechazo de la subportadora* indica la residual de 38 kHz que aparece en la salida del descodificador. Se expresa en dB, en iguales condiciones que el rechazo de la señal piloto, siendo tanto mejor cuanto mayor sea su valor.

RECHAZO DE SCA

El SCA es un sistema de modulación de frecuencia codificado que algunas emisoras utilizan para emisiones privadas, no comerciales. Es necesario por tanto que el receptor elimine estas señales.

El *rechazo de SCA* se mide en dB, siendo tanto mejor el sintonizador cuanto mayor sea el rechazo de SCA.

VALORACIÓN DE LAS CARACTERÍSTICAS DE LOS SINTONIZADORES

A continuación se presenta una valoración de los receptores según los valores de las características expuestas en este apéndice.

Se trata de las características exigibles a un sintonizador o receptor para que éste pueda considerarse de alta fidelidad. Dichas características se resumen en las tablas siguientes, con indicación en la cabecera de cada columna de la calificación que merece el receptor (normal, bueno o excelente).

En el caso de receptores de FM estéreo, a las características citadas deben añadirse las indicadas en la tabla A.3.

Característica	Normal	Bueno	Excelente	Será mejor cuando sea:
Sensibilidad con antena interior para una relación S/N de 30 dB:	400 μ V	300 μ V	200 μ V	menor
Sensibilidad con antena exterior para una relación S/N de 30 dB:	25 μ V	20 μ V	15 μ V	menor
Última relación S/N:	30 dB	35 dB	45 dB	mayor
Selectividad:	35 dB	40 dB	45 dB	mayor
Rechazo de frecuencia imagen:	50 dB	60 dB	65 dB	mayor
Rechazo de FI:	55 dB	60 dB	65 dB	mayor
Distorsión armónica a 400 Hz con una modulación del 30%:	1,5 %	1 %	0,8 %	menor

Tabla A.1 Características exigibles a un receptor de AM.

Característica	Normal	Bueno	Excelente	Será mejor cuando sea:
Sensibilidad útil a 30 dB de relación S/N (<i>Usable sensitivity</i>):	3 μ V 14,7 dBf	2 μ V 11,2 dBf	1,6 μ V 9,3 dBf	menor menor
Sensibilidad con 50 dB de relación S/N (<i>50 dB quieting sensitivity</i>):	20 μ V 31,2 dBf	4 μ V 17,2 dBf	2 μ V 11,2 dBf	menor menor
Sensibilidad para última relación S/N (<i>Ultimate S/N</i>):	65 μ V 41,5 dBf	28 μ V 34,1 dBf	13 μ V 30 dBf	menor menor
Respuesta de frecuencia de 30 Hz a 15 kHz (<i>Frequency response</i>):	2 dB	1,5 dB	0,5 dB	menor
Relación S/N con 65 dBf (<i>S/N ratio to 65 dBf</i>):	60 dB	70 dB	75 dB	mayor
THD con 50 dB de relación S/N a 1 kHz (<i>% THD 50 dB S/N 1 kHz</i>):	1,2 %	0,5 %	0,2 %	menor
THD a 65 dBf y 100 Hz (<i>% THD 65 dBf 100 Hz</i>):	1 %	0,5 %	0,2 %	menor
THD total a 65 dBf y 1 kHz (<i>% THD 65 dBf 1 kHz</i>):	1 %	0,4 %	0,1 %	menor
THD a 65 dBf y 6 kHz (<i>% THD 65 dBf 6 kHz</i>):	1,5 %	0,5 %	0,2 %	menor

Tabla A.2 Características exigibles a un receptor de FM monofónico. (Continúa)

Característica	Normal	Bueno	Excelente	Será mejor cuando sea:
Distorsión de intermodulación (<i>Intermodulation distortion</i>):	2 %	0,6 %	0,3 %	menor
Nivel de silenciamiento (<i>Muting threshold</i>):	15 μ V 28,7 dBf	2 μ V 11,2 dBf	1,5 μ V 8,7 dBf	menor menor
Relación de captura (<i>Capture ratio</i>):	3 dB	1,5 dB	1,1 dB	menor
Selectividad de canal adyacente (<i>Adjacent channel selectivity</i>):	10 dB	20 dB	25 dB	mayor
Selectividad del canal alterno (<i>Alternate channel selectivity</i>):	50 dB	75 dB	90 dB	mayor
Rechazo de espúrea (<i>Spurious rejection ratio</i>):	60 dB	80 dB	100 dB	mayor
Rechazo de frecuencia imagen (<i>Imagen rejection</i>):	60 dB	80 dB	100 dB	mayor
Rechazo de la frecuencia intermedia (<i>IF rejection</i>):	50 dB	70 dB	90 dB	mayor
Rechazo de AM (<i>AM suppression</i>):	40 dB	50 dB	60 dB	mayor
Captura de CAF (<i>AFC capture</i>):	\pm 100 kHz	\pm 200 kHz	\pm 300 kHz	mayor

Tabla A.2 Características exigibles a un receptor de FM monofónico. (Continuación)

Característica	Normal	Bueno	Excelente	Será mejor cuando sea:
Sensibilidad útil a 30 dB de relación S/N (<i>Usable sensitivity</i>):	15 μ V 28,7 dBf	4 μ V 17,2 dBf	2 μ V 11,2 dBf	menor menor
Sensibilidad con 50 dB de relación S/N (<i>50 dB quieting sensitivity</i>):	– –	38 μ V 36,8 dBf	– –	menor menor
Distorsión armónica total a 50 dB de relación S/N a 100 Hz (% THD 50 dB S/N 100 Hz):	2 %	1 %	0,2 μ V	menor
Distorsión armónica total a 50 dB de relación S/N a 1 kHz (% THD 50 dB S/N 1 kHz):	1,5 %	0,8 %	0,15 %	menor

Tabla A.3 Características adicionales exigibles a un receptor de FM estereofónico. (Continúa)

Característica	Normal	Bueno	Excelente	Será mejor cuando sea:
Distorsión armónica total a 50 dB de relación S/N a 6 kHz (% THD 50 dB S/N 6 kHz):	5 %	1,6 %	0,5 %	menor
Distorsión armónica total a 65 dBf y 1 kHz (% THD 65 dBf 1 kHz):	4 %	1 %	0,5 %	menor
Distorsión de intermodulación (<i>Intermodulation distortion</i>):	5 %	1 %	0,5 %	menor
Separación entre canales a 100 Hz (<i>Stereo separation 100 Hz</i>):	20 dB	35 dB	40 dB	mayor
Separación entre canales a 1 kHz (<i>Stereo separation 1 kHz</i>):	25 dB	40 dB	45 dB	mayor
Separación entre canales a 10 kHz (<i>Stereo separation 10 kHz</i>):	25 dB	30 dB	35 dB	mayor
Rechazo de frecuencia piloto (19 kHz) (<i>Pilot-tone suppression</i>):	25 dB	40 dB	50 dB	mayor
Rechazo de la subportadora (38 kHz) (<i>Subcarrier suppression</i>):	45 dB	65 dB	75 dB	mayor
Rechazo de SCA (<i>SCA rejection</i>):	45 dB	70 dB	80 dB	mayor

Tabla A.3 Características adicionales exigibles a un receptor de FM estereofónico. (Continuación)

De las características expuestas en las tablas precedentes, las más importantes y a las que debe prestarse mayor atención son, por orden de preferencia:

- *Sensibilidad de quieting.*
- *Respuesta de frecuencia.*
- *Relación señal/ruido con 65 dBf.*
- *Sensibilidad para última relación señal/ruido.*
- *Distorsión de intermodulación.*
- *Relación de captura.*

Todas estas características se han de tener en cuenta para valorar un radioreceptor que ha de funcionar en zonas urbanas.

En el caso de que el receptor se utilice en zonas rurales, las características a tener en cuenta, por orden de importancia, son las siguientes:

- *Sensibilidad de quieting.*
- *Respuesta de frecuencia.*
- *Relación de captura.*
- *Distorsión armónica total a 50 dB de relación S/N a 1 kHz.*
- *Sensibilidad para última relación S/N.*

- Sensibilidad útil a 30 dB de relación S/N.
- Relación S/N con 65 dBf.

Otras características exigibles a un receptor de cierta calidad son: poseer un mando de sintonía preciso y sin retroceso cuando éste se quiera fijar, y con la suficiente desmultiplicación para que la sintonización sea eficaz, indicador de estéreo, conmutador de mono a estéreo carente de ruidos al ser accionado, e interruptor de *muting* o silenciador para eliminar el ruido entre emisoras o bien aquellas que lleguen al receptor con una baja relación S/N.

En lo que respecta a la entrada de antena, resulta conveniente que disponga de una bifilar de 300 Ω y otra coaxial de 75 Ω.

Abreviaturas

AF	Audiofrecuencia.	LF	<i>Low Frequency</i> . Baja frecuencia.
AM	Amplitud modulada.	MF	<i>Medium Frequency</i> . Media frecuencia.
BF	Baja frecuencia.	MPX	Multiplex.
BLU	Banda lateral única.	NTC	<i>Negative Temperature Coefficient</i> . Coeficiente de temperatura negativo.
BT	Baja tensión.	OA	<i>Operational Amplifier</i> . Amplificador operacional.
c.a.	Corriente alterna.	OC	Onda corta.
CAF	Control automático de frecuencia.	OL	Onda larga.
CAG	Control automático de ganancia.	OM	Onda media.
CAV	Control automático de volumen.	PLL	<i>Phase-Locked Loop</i> . Circuito de bloqueo de fase.
c.c.	Corriente continua.	PM	<i>Phase Modulation</i> . Modulación de fase.
DBS	<i>Direct Broadcast Satellite</i> . Difusión directa por satélite.	RF	Radiofrecuencia.
d.d.p.	Diferencia de potencial.	RMS	<i>Root Mean Square Value</i> . Valor eficaz.
DIL	<i>Dual In Line</i> . En doble línea.	ROE	Relación de ondas estacionarias.
EHF	<i>Extremely High Frequency</i> . Frecuencia extremadamente elevada.	SHF	<i>Super High Frequency</i> . Super alta frecuencia.
FCC	<i>Federal Communications Commission</i> . Comisión Federal de Comunicaciones de los EE.UU.	S/N	<i>Signal to Noise Ratio</i> . Relación señal/ruido.
FET	<i>Field Effect Transistor</i> . Transistor de efecto de campo.	THD	<i>Total Harmonic Distortion</i> . Distorsión armónica total.
FI	Frecuencia intermedia.	UHF	<i>Ultra High Frequency</i> . Ultra alta frecuencia.
FM	Frecuencia modulada.	UIT	Unión Internacional de Telecomunicaciones.
FSS	<i>Fixed Satellite Service</i> . Servicio fijo por satélite.	VCO	<i>Voltage Control Oscillator</i> . Oscilador controlado por tensión.
HF	<i>High Frequency</i> . Alta frecuencia.	VHF	<i>Very High Frequency</i> . Muy alta frecuencia.
IC	<i>Integrated Circuit</i> . Circuito integrado.	VLF	<i>Very Low Frequency</i> . Muy baja frecuencia.
LED	<i>Light Emitter Diode</i> . Diodo emisor de luz.		

Índice

Capítulo 1 Transmisión radioeléctrica

Introducción	7
Propagación de las ondas de radio	9
Campos de radiación e inducción	10
Polarización de una antena	11
Propagación de las ondas terrestres	12
Propagación de las ondas ionosféricas	13
Zona de silencio	16
Transmisión por satélite	17
Desvanecimiento (<i>fading</i>)	18
Influencia de las descargas atmosféricas en la recepción de las ondas radioeléctricas	18
Influencia de los ruidos industriales en la recepción de las ondas radioeléctricas	18
Modulación	19
Modulación de amplitud (AM)	19
Índice de modulación en AM	21
Frecuencias laterales	23
Modulación a una sola banda lateral (BLU)	26
Modulación de frecuencia (FM)	27
Índice de modulación en FM	28
Ancho de banda en FM	28
Modulación de fase	30

Capítulo 2 Antenas receptoras

Introducción	33
El circuito oscilante abierto	33
Impedancia de la antena	34
Intensidad de campo eléctrico	36
Antena de barra	37
Altura eficaz de una antena	38
Polarización de la antena	40
Efecto direccional de las antenas	40
Relación antero-posterior	42
Ganancia de una antena	42
Longitud de una antena	42
Punto de conexión de una antena	46
Antenas para recepción en AM	46
Antenas para recepción en FM	47

Antena dipolo simple para FM	47
Antena dipolo plegado para FM	48
Antena dipolo plegado con elementos parásitos para FM	49
Línea de bajada de antena	50
Resistencia eléctrica de una línea	50
Impedancia de una línea	53
Coefficiente angular β de una línea	53
Velocidad de propagación	54
Atenuación de una línea	54
Impedancia de una línea de antena	54
Relación de ondas estacionarias (ROE)	55
Líneas abiertas y cortocircuitadas	56
Adaptación de impedancias	58
Simetría y asimetría de una línea	59
Líneas simétricas	60
Líneas asimétricas	60
Elección del cable adecuado	61

Capítulo 3 Etapa de sintonía

Introducción	63
Acoplamiento entre antena y sintonizador	63
Resonancia de un circuito LC paralelo	64
Impedancia de un circuito resonante LC	66
Sintonizador LC paralelo	67
Curva de resonancia de un sintonizador LC	69
Ancho de banda de un sintonizador LC	69
Bobinas para etapas de sintonía	71
Condensadores variables para etapas de sintonía	72
Condensadores variables	73
<i>Trimmer</i>	77
Circuito de sintonía LC para AM	78
Circuito de sintonía LC para FM	79
Diodo de capacidad variable	80
Circuito equivalente de un diodo de capacidad variable	81
Circuitos de sintonía con diodos varicap	82
Capacidad máxima y relación de capacidad	83
Estabilización de la tensión de sintonía	84
Desacople de la tensión de sintonía	84

Amortiguación del circuito de sintonía con diodo varicap	85	Convertor precedido de amplificador de RF	135
Ejemplo de etapa de sintonía con diodos varicap	86	Convertor autooscilador	136
Preselección de emisoras	87	Ejemplo de convertor transistorizado para AM	139
Conmutador de bandas mecánico	88	Mezclador transistorizado para FM	139
Conmutador de bandas con diodo varicap	89	Mezclador con FET para FM	140
		Convertor para FM	141
		Ejemplos de conversores transistorizados para FM	142
		Conversores integrados	144
Capítulo 4 Amplificador de RF		Capítulo 7 Amplificador de FI	
Introducción	91	Introducción	149
Amplificadores de RF transistorizados	91	Valores adoptados para la FI	149
Amplificador de RF con transistores bipolares	91	Ventajas de la FI	149
Neutralización	93	Elección del valor de la FI	150
Etapa amplificadora de RF para FM con transistor bipolar	94	Ancho de banda del amplificador de FI	151
Amplificadores selectivos en cascada	95	Constitución de un amplificador de FI	154
Ruido en el amplificador de RF	97	Tipos de acoplamiento de las etapas de FI	155
Amplificadores de RF con FET	97	Acoplamiento con transformador	156
Amplificador cascodo con FET	99	Acoplamiento con autotransformador	157
Ejemplos de circuitos amplificadores de RF con FET	99	Acoplamiento en tensión	158
Amplificadores de RF integrados	100	Acoplamiento con inductancia y capacidades	158
		Acoplamiento con inductancia y resistencias	158
		Neutralización de las etapas de FI	159
Capítulo 5 Etapa convertora: el oscilador local		Constitución de los transformadores de FI	160
Principio de funcionamiento de la etapa convertora	103	Grado de acoplamiento en los transformadores de FI	162
Heterodinaje	104	Filtros híbridos de FI	164
Partes constituyentes de un circuito convertor	106	Resonadores para AM	165
Filtro de FI	107	Resonadores para FM	165
Oscilador local	108	Filtro híbrido de tres etapas para FI	166
Oscilador Hartley (alimentación en serie)	110	Filtro totalmente cerámico para FI	167
Oscilador Hartley (alimentación en paralelo)	111	Filtros monolíticos	168
Oscilador Colpitts	112	Ejemplos de amplificadores de FI transistorizados para AM	169
Oscilador Colpitts con cristal piezoeléctrico	113	Amplificadores de FI para FM	170
Oscilador Pierce con cristal piezoeléctrico	114	Ejemplo de amplificador de FI transistorizado para FM	173
Obtención de la frecuencia adecuada del oscilador local	115	Amplificador de FI para AM/FM	173
Oscilador local para FM	123	Amplificadores de FI integrados	177
Oscilador local con diodos de capacidad variable	124		
Oscilador local para receptores multibanda	126	Capítulo 8 Detector de AM	
Bobinas para osciladores locales	128	Introducción	179
		La detección	179
Capítulo 6 Etapa convertora: el mezclador		Detector con diodo semiconductor	180
Introducción	131	Filtrado de la señal de BF de audio	181
El transistor como mezclador de frecuencias	131	Detector de onda completa	182
Oscilador acoplado a la bobina de sintonía	132	Detector polarizado	182
Oscilador acoplado a la base del transistor amplificador	133	Detector transistorizado	183
Oscilador acoplado al emisor del transistor amplificador	133	Detectores de AM en circuitos integrados	186

Capítulo 9 Demodulador de FM

Introducción	189
Limitador de amplitud	189
Limitador de amplitud con diodos semiconductores	190
Limitador de amplitud transistorizado	191
Limitador de amplitud de umbral variable	192
Demodulador de FM	194
Circuitos demoduladores de FM	195
Detector de pendiente	195
Discriminador Travis	197
Discriminador de Foster-Seeley	200
Transformadores para discriminadores Foster-Seeley	206
Discriminador de relación	207
Ejemplo de discriminador de relación	212
Detector de FM integrado	213

Capítulo 10 Controles automáticos de ganancia y frecuencia

Introducción	215
Sistemas de CAG	215
Clasificación de los circuitos de CAG	216
Forma de obtener una disminución de la amplificación de un transistor	216
CAG con etapa detectora transistorizada	219
Etapas a las que se aplica el CAG	219
CAG por variación de la corriente de emisor o de base	219
CAG por variación de la tensión de colector	223
CAG retardado	225
Circuitos de CAG retardado	228
CAG adicional	231
CAG en radorreceptores de FM	233
Ejemplo de CAG en un radorreceptor AM/FM	234
CAG en receptores de radio integrados	236
Control automático de frecuencia	236
Ejemplos de CAF	238

Capítulo 11 Decodificador estereofónico

Introducción	241
Señal suma y señal diferencia	241
Señal piloto	243
Señal multiplex	244
Obtención de la señal MPX	244
Forma de onda de la señal MPX	247
Norma FCC para la formación de una señal MPX	248
Partes constituyentes de un aparato de radio para recepción estereofónica	250

Recepción de una señal MPX en un receptor monofónico	252
Recepción de una señal MPX en un receptor estereofónico	252
Regeneración de la subportadora de 38 kHz	253
Clases de decodificadores	255
Cualidades que debe poseer un decodificador	255
Decodificador por adición	256
Decodificador por conmutación	260
Decodificador PLL	265
Decodificador por detección de curvas envolventes	266
Decodificadores integrados	268

Capítulo 12 Controles de tono y volumen

Introducción	273
Control de volumen	273
El potenciómetro de volumen	273
Circuitos para el control de volumen	274
Controles de tono	278
Circuitos fijos para el control de tono	278
Circuitos ajustables del control de tono	280
Controles independientes de graves y agudos	281
Control de graves y agudos tipo Baxandall	282

Capítulo 13 Amplificador de audio

Introducción	285
Acoplamientos entre etapas amplificadoras transistorizadas	285
Acoplamiento por resistencia-condensador	286
Acoplamiento directo	289
Acoplamiento complementario	290
Realimentación negativa de los amplificadores de audio	291
Realimentación negativa de tensión	294
Realimentación negativa de intensidad	295
Valor de la tensión realimentada	295
Coeficiente de realimentación	295
Ganancia de un amplificador con realimentación negativa	296
Etapas finales de potencia	296
Amplificadores finales en contrafase	297
Inversores de fase transistorizados	297
Amplificador final en contrafase con transistores complementarios	299
Radiadores de calor para transistores de potencia	304
Montaje con abrazadera	305
Montaje con tornillo	305
Amplificadores de audio integrados	308

Ejemplos de circuitos integrados amplificadores de audio	309
Altavoz	313
Principio de funcionamiento del altavoz dinámico	315
Impedancia de un altavoz dinámico	315
Respuesta de frecuencia de un altavoz	315
Potencia admisible y potencia de régimen de un altavoz	316
Altavoces para tonos graves	316
Altavoces para tonos agudos	317
Altavoces elípticos	318
Auriculares	319
Auriculares dinámicos	319
Características de un auricular dinámico	320
Auriculares de cristal piezoeléctrico	320
Conmutador altavoz-auricular	321

Capítulo 14 Alimentación

Introducción	323
Clases de alimentación	323
Alimentación por pilas	323
Pila alcalina de bióxido de manganeso	325
Pila alcalina de óxido de plata	326
Pila de mercurio	326
Acumuladores	327
Acumulador de níquel-cadmio	327
Acumulador de plata-cadmio	328
Alojamiento de las pilas o acumuladores en un aparato	328
Alimentación por fuente de alimentación externa	328
Fuentes de alimentación externas	329
Fuentes de alimentación internas	330
Fusible de protección	331
Transformador	332

Rectificador en <i>push-pull</i>	333
Rectificador en puente	334
Condensador de filtro	335
Estabilización y regulación de la tensión de alimentación	336
Regulador de tensión con diodo Zener	336
Regulador de tensión transistorizado	338
Regulador de tensión con transistores y diodo Zener	339
Ejemplo de regulador de tensión con diodo Zener	341
Regulador de tensión con diodo Zener y transistor Darlington	342
Reguladores de tensión integrados	343

Apéndice Características técnicas de los radiorreceptores

Sensibilidad	349
Sensibilidad en silencio	350
Sensibilidad para última relación S/N	350
Distorsión armónica total y de intermodulación	350
Muting	351
Relación de captura	351
Selectividad del canal adyacente	351
Selectividad del canal alterno	352
Rechazo de señales espúreas	352
Rechazo de frecuencia imagen	352
Drift	352
CAF	352
Separación entre canales	352
Rechazo de la señal piloto	353
Rechazo de la subportadora	353
Rechazo de SCA	353
Valoración de las características de los sintonizadores	353